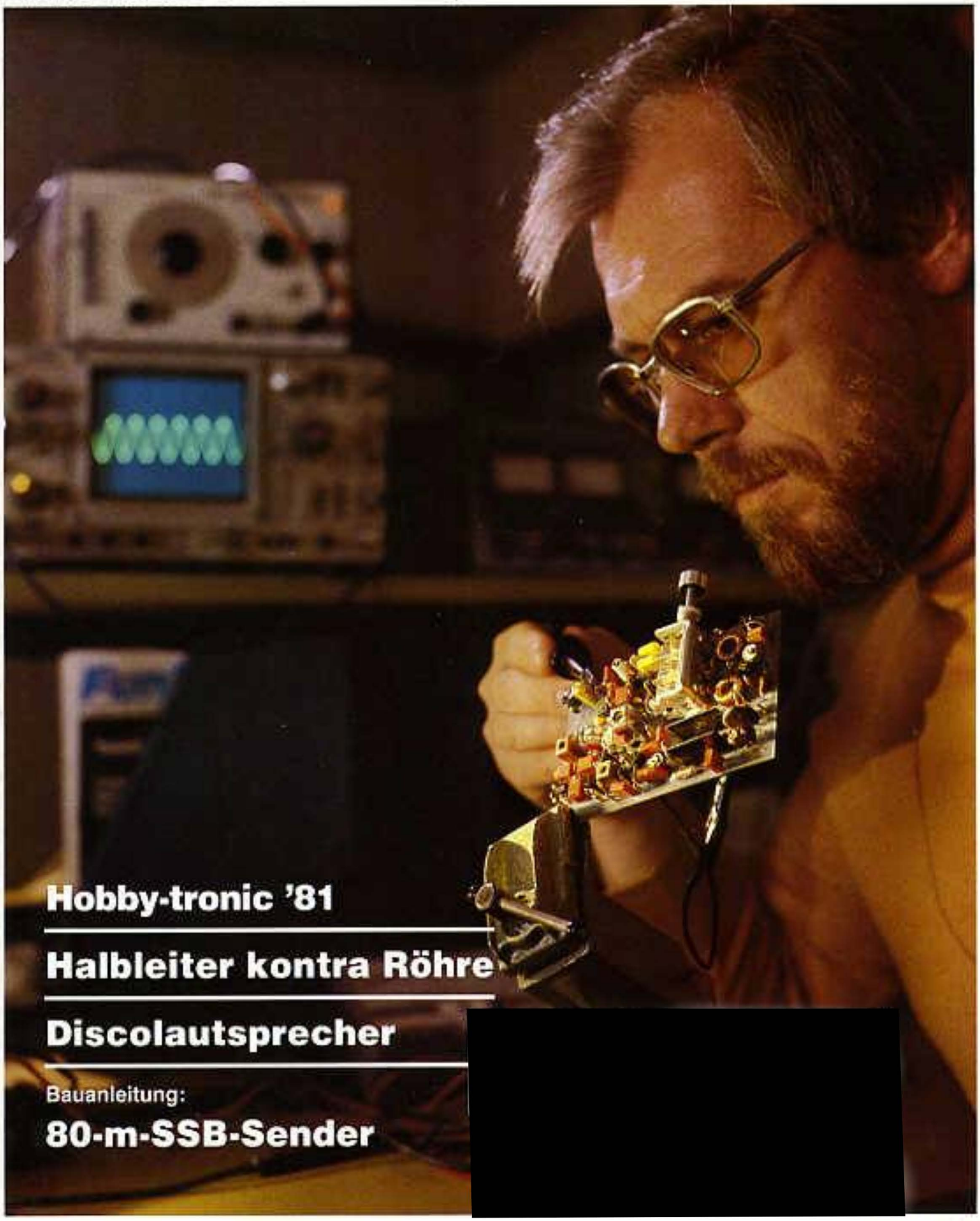
30. April 1981 · DM 4.– · öS 36.– · sfr 4.30 · Nr. 9

Funkschau

Elektronik in Audio und Video, Kommunikation und Meßtechnik



Hobby-tronic '81

Halbleiter kontra Röhre

Discolautsprecher

Bauanleitung:

80-m-SSB-Sender

Frühjahrsputz

Vor Ihnen liegt die FUNKSCHAU mit einem neuen Untertitel – aber nur wenigen dürfte dies „auf Anhieb" aufgefallen sein. Die im Herbst vergangenen Jahres begonnene behutsame Neuordnung hat hiermit ihren Abschluß gefunden.

Der Untertitel „Elektronik in Audio und Video, Kommunikation und Meßtechnik" nennt die Schwerpunkte. Audio und Video – hier als Gruppenname für bisher elf verschiedene Kopfzeilen verwendet – sind die „klassischen" Berichterstattungsgebiete der FUNKSCHAU. Auch Kommunikation gehörte in vielfältiger Form schon bisher zu den Kerngebieten: von der Antennentechnik über kommerzielle Richtfunktechnik, Kurzwelle und Amateurfunk bis hin zum Telefon. Da die achtziger Jahre hier einen erheblichen Wandel bringen werden, wollen wir uns dieser Herausforderung auch bewußt stellen. Aber ohne Meßtechnik geht das alles nicht: Sie wird mithin gleichberechtigt ihren Platz in der Zeitschrift finden. Die gemeinsame Klammer „Elektronik" weist aus, wo unser Standort ist. Bauelemente und ihre Anwendungen werden mithin nicht zu kurz kommen.

Wenn Sie das Inhaltsverzeichnis aufschlagen, finden Sie die Rubriken: Wir haben sie von 30 auf ein Dutzend reduziert. Das erhöht die Übersichtlichkeit und macht Beiträge leichter auffindbar. Der Aufsatzteil in der Heftmitte wird wie bisher stets 48 Seiten Druckumfang haben.

Wir belassen ihn in der Konzeption so, wie er unseren Lesern schon immer vertraut war: jede Zeile redaktioneller Text. Leitsymbole, die wir schon seit Herbst letzten Jahres einheitlich verwenden, sorgen für rasches Auffinden der Rubriken – wir wiederholen sie im Inhaltsverzeichnis zur besseren Orientierung. Alle Aufsätze werden künftig einheitlich dreispaltig gedruckt: Ein guter Kompromiß zwischen leichter Lesbarkeit und den Erfordernissen einer technischen Fachzeitschrift, die auch archiviert wird.

Die neue Rubrik „Berufswissen" – eine Probe gab es schon in Heft 7 – wird Aus- und Weiterbildungsfragen, Tagungen und Seminare, Berufsständisches und Versorgungsfragen, aber auch die Kunst der Personalführung zum Inhalt haben.

Der gesamte Nachrichtenteil mit seinen eher kurzen Informationen wird neu geordnet. Alle Nachrichtenseiten tragen in Zukunft das international gebräuchliche „i"-Zeichen. In dieser Informationsrubrik, die konsequent vierspaltig gesetzt wird und damit eher dem Stil einer Zeitung und deren Tagesaktualität verpflichtet ist, finden sich die Kapitel „aktuell" (für technische Neuigkeiten), „express" (für die wirtschaftlichen Seiten), „Neue Medien" (in jedem zweiten Heft als neues Kapitel), „Neuheitenmarkt" und „Messemarkt" (letzterer aus aktuellen Anlässen) sowie „Neue Bücher" und „Neue Druckschriften". Um den Einstieg in das Heft leserfreundlicher zu machen, werden Sie künftig auf den ersten 25 bis 30 Seiten immer beim Umblättern je eine Seite redaktionelle Informationen finden. Hier werden wir, wie bisher auch, aus anderen Gebieten der Elektronik berichten, die nicht unbedingt zu den Kernarbeitsgebieten der FUNKSCHAU gehören – also auch über Mikrocomputer. Der Informationsteil setzt sich nach dem Aufsatzteil fort.

Zusammen mit der im Herbst erfolgten Umgestaltung des Layouts ist jetzt der „Frühjahrsputz" abgeschlossen. Wir hoffen auf wohlwollende Aufnahme bei Ihnen, unserem Leser.

Ihre Redaktion

In diesem Heft

Focus

Frühjahrsputz 3

Leserbriefe

. 6

Informationen

Alte Netze besser nutzen 8
Die Länder wollen mitreden 8
Mikrocomputer: Drei in einem Boot 14
Teletex-Dienst eröffnet 14
DBP: Datenschutz gewährleistet? . 16
Kooperation in Sachen Ethernet . . 18
Elektronik:
Das Multi-Milliarden-Geschäft 18
Wer schreibt für wen? 18
Neue Medien 24
Telefon-Bildschirmtext
in Österreich 25
Es ist an der Zeit,
die Wahrheit zu sagen 25
express 28
Neuheitenmarkt 46
Neue Bücher 114
Neue Druckschriften 115
Impressum 106

Hobby-tronic

Erfolgreiche Hobby-tronic 53

Audio

50 Jahre Radio Vatikan 56
Discolautsprecher im Bausatz 58
DHFI-Testkassette 59

Video

Fernsehtaktgeber mit
Fremdsynchronisation und
programmierbarer Zeilenzahl 60

Elektronik

Integrierte Analogschalter 64
Halbleiter kontra Röhre – Vergleich
der Bildaufnahmesensoren 71

Hobby-tronic '81

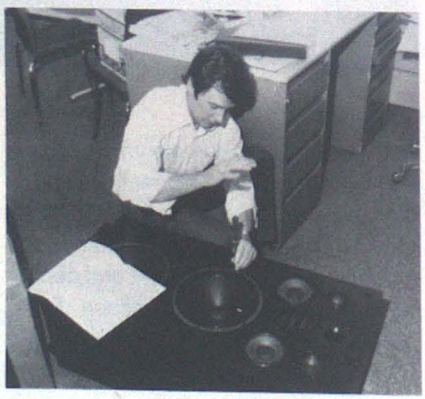
Zufriedene Besucher, zufriedene Aussteller – so könnte man die vierte Hobby-Ausstellung für Mikrocomputer und Elektronik in Dortmund charakterisieren. Ein Rahmenprogramm, das offensichtlich thematisch auf das Informationsbedürfnis der Hobby-Elektroniker abgestimmt war, das traditionell als Anziehungspunkt wirkende Aktions-Zentrum und vor allem wohl auch die Angebote der Aussteller lockten diesmal weit über 50 000 Besucher an.

Seite 53

Discolautsprecher

„Für den mühelosen Zusammenbau der Lautsprecher-Bausätze ist kein zusätzliches Werkzeug erforderlich – selbst das Löten entfällt", hieß es in einer Pressemitteilung der Firma Seas. Das interessierte die Redaktion, und so bestellten wir den Bausatz für den Lautsprecher Disco 47. Wir wurden angenehm überrascht: Es fehlte nichts, der Zusammenbau war fast ein „Kinderspiel", und auch die Wiedergabequalität hat uns zufriedengestellt. Lediglich die Bauanleitung könnte etwas ausführlicher sein.

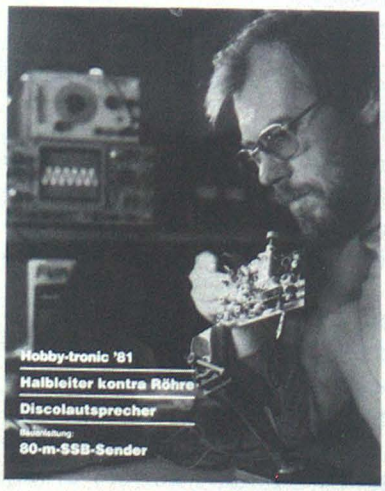
Seite 58



Fernsehtaktgeber

In Fernsehkameras, Datensichtgeräten und fernsehtechnischen Meßgeräten werden unterschiedliche Impulse und Impulsgemische benötigt, deren normgerechte Erzeugung einen hohen schaltungstechnischen Aufwand erfordert. Durch den Einsatz der integrierten Impulsgeber-Schaltung S 178A können jedoch Platz und Kosten in diesem Teil der Fernsehanlagen gespart werden.

Seite 60



Zum Titelbild:

Das Elektronik-Hobby gewinnt immer mehr Anhänger. Von diesem Heft der FUNKSCHAU an werden wir den Freunden der p&h-Rubrik regelmäßig zwei Druckseiten mehr bieten, nachdem das Heft neu gegliedert wurde. Über diese Neugliederung (die durch die Abgabe des Mikrocomputerteils an die Schwesterzeitschrift mc erforderlich wurde) lesen Sie mehr auf Seite 3. Die Bauanleitung zu der in unserem Titelbild gezeigten Baugruppe für einen Kurzwellen-SSB-Sender finden Sie auf Seite 91.

(Foto: Studio Engelmann)

TV-Fernempfang

Die Attraktivität eines Fernseh- und Tonrundfunkverteilnetzes wird in hohem Maße von der angebotenen Programmvielfalt bestimmt. Die Anlagenbetreiber sind daher bestrebt, auch Programme aus benachbarten Ländern in ihre Netze einzuspeisen. Die Reichweite eines Fernsehsenders ist jedoch begrenzt und hängt von vielen Parametern ab. Wer ihn trotzdem über größere Entfernungen empfangen will, muß sich im allgemeinen mit einer Reihe spezieller Probleme auseinandersetzen, die im Normalempfangsfall kaum auftreten. **Seite 65**

Aufstieg

Bis weit in die 70er Jahre hinein galt Frankreich auf dem Gebiet der Telekommunikation als ein unterentwickeltes Gebiet; wer damals Ferngespräche führen wollte, mußte Geduld und starke Nerven haben. Heute hat Frankreich mit der westlichen Welt nicht nur gleichgezo-

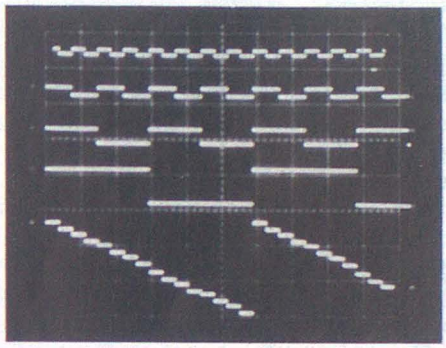
gen, sondern es schickt sich an, auf einigen Gebieten erstaunliche Neuerungen in die Tat umzusetzen. **Seite 68**

Halbleiter kontra Röhre

Die Ablösung der Super-8-Schmalfilmkamera durch ein elektronisches Aufzeichnungssystem scheitert bisher daran, daß die zwei entscheidenden Komponenten – ein kleiner, robuster Videorecorder und die röhrenlose Farb-Videokamera – praktisch nicht verfügbar sind. Auch die kürzliche Präsentation zweier solcher Geräte kann nicht darüber hinwegtäuschen: Das wichtigste Kamera-Bauteil, der Halbleiter-Sensor, ist noch nicht für einen Einsatz im Heimvideo-Bereich geeignet. Der Beitrag berichtet über den derzeitigen Entwicklungsstand bei derartigen Sensoren. **Seite 71**

Walsh-Funktionen

Lange Zeit konnte man mit der Theorie von I. L. Walsh nichts Rechtes anfangen. Er hatte nachgewiesen, daß sich



beliebige Spannungsverläufe auch durch Addition von Rechteckschwingungen unterschiedlicher Amplitude und Frequenz herstellen lassen. Der Beitrag erläutert die Theorie der Walsh-Funktionen und gibt Hinweise zur Anwendung. Um auch den Praktikern unter unseren Lesern etwas Handfestes zu bieten, wird in der Rubrik „Praxis & Hobby" ein Generator zur Erzeugung dieser Funktionen beschrieben. **Seite 83, 95**

80-m-SSB-Sender

Auf einer Platine mit den Abmessungen 11,5 cm × 7 cm kann ein vollständiger SSB-Kurzwellensender für das 80-m-Amateurband mit einer Ausgangsleistung von etwa 1,5 W aufgebaut werden. Eine ausführliche Beschreibung des Aufbaus und des Abgleichs dürfte auch denjenigen Amateuren den Selbstbau ermöglichen, die noch keine großen Erfahrungen in der Hf-Technik haben. Für den Abgleich sind ein Multimeter und ein Oszilloskop erforderlich.
Seite 91

Motivation

Das Institute of Electrical and Electronic Engineers (IEEE), der große amerikanische Verband der Elektroingenieure, versucht bereits seit einigen Jahren, seinen Mitgliedern nicht nur neue wissenschaftliche Erkenntnisse, sondern auch praktische Lebenshilfe zu geben. In unserer neuen Rubrik „Berufswissen" berichten wir von einer IEEE-Tagung, auf der auch Redner zu Wort kamen, die den Ingenieur-Managern praxisnahe Tips zur Motivation ihrer Mitarbeiter gaben. **Seite 103**

Kommunikation

TV-Fernempfang für GGA-Anlagen 65
Dunkle Schrift auf hellem Grund . . . 67
Telekommunikation in Frankreich: Erstaunlicher Aufstieg aus der Mittelmäßigkeit 68
Tinte im Fernkopierer 70

Funktechnische Arbeitsblätter

Ot 81: Signalübertragung über Lichtleiterfasern, 1. Teil 75

Grundlagen

Die Erfindung des Herrn Walsh . . . 83
Bauelemente in Theorie und Praxis, 34. Teil 87

Meßtechnik

Spektrumanalysator mit Digitalspeicher 86

Praxis & Hobby

SSB-Sender für Kurzwelle 91
Mehr Bauanleitungen 94
PS – kW 94
Sinusgenerator mit Walsh-Funktionen 95
Transistor-Schaltungstechnik für Faule 98

Werkstatt & Service

Werkstatt-Konzept aus Italien 100
Herstellerangaben falsch 100
Universelle Bildröhrenmessung . . . 101
Elektronische Sicherung spricht an 101
Ungenügende Stromversorgung . . 102

Berufswissen

Wie man Ingenieure motiviert 103
Mehr Frauen bei der Post 104

Leserbriefe

Starke Worte

FUNKSCHAU 1981, Heft 5, Seite 56

Jetzt Kabel-Projekte heißt, Summen zwischen 1,2 und 2,7 Mrd. DM für eines der vier Pilot-Projekte an Investitionskosten (Zahlen der Bundesregierung). Viel Geld für Koaxialleitungen, die im Hinblick auf die bald marktfähigen LWL-Kabel für viel Geld herzlich wenig bieten.

Wozu staatliche Verkabelung – als Satelliten-Exorzismus? Man darf es befürchten: Der Kabinettsbeschluß der Bundesregierung vom 26. 9. 79 zieht hinsichtlich der „Informationsüberflutung" allen Ernstes – ausdrücklich – die Möglichkeit einer Grundgesetzänderung in Betracht... Da wird man dann möglicherweise Luxemburg-taugliche Satelliten-Antennen hierzulande wohl nur ohne FTZ-Nr., für den Export, erhalten können...

Um Mißverständnisse zu vermeiden: wir haben nicht das Geringste gegen nicht-subventionierte Kabel einzuwenden. Die müßten allerdings wesentlich billiger sein. Um das zu erreichen, gibt es eine Methode, die sich in der Menschheitsgeschichte schon lange vor der Entstehung der Bundespost bewährt hat: Konkurrenz.

Heinrich Scheuplein,
Bürgerpartei,
Ortsverband Lohr a. Main

□

Himmelsstürmend

Ihre Zeitschrift FUNKSCHAU hat eigentlich viel gemeinsam mit dem Bergsteigen. Ihre Fachaufsätze werden immer himmelsstürmender in ihrem Bildungsanspruch.

Ich meine, die Aufgabe Ihrer Fachzeitschrift erschöpft sich nicht darin, nur Träger von heißen Neuigkeiten und wissenschaftlichen Erkenntnissen zu sein; sie sollte auch, um bei den Bergsteigern zu bleiben, Basislager schaffen für Nachschub und Nachwuchs für Wissen und Bildung.

Eine derartige Eigenschaft würde als Nebeneffekt die Unentbehrlichkeit Ihres Blattes nur steigern. Als einen guten Beginn halte ich Ihre Serie „Bauelemente in Theorie und Praxis".

Auch Ihre Einführung in die Mikrocomputer-Technik ließ Hoffnungen ahnen – und verlief im Sande, womit auch sicher die vielen Strichmännchen verdurstet sind.

Vielleicht liegt es auch an der ewigen Misere, daß die, die was wissen, sich nicht plausibel ausdrücken können, und die, die schreiben könnten, keine Ahnung haben.

Auf dem Gebiet der Wissensbildung gäbe es noch viel zu tun. Packen Sie es an.

Ing. (grad.) Horst Brand,
Berlin

Beachten Sie bitte dazu die Abgrenzung der vier Franzis-Zeitschriften zueinander, die wir auf Seite 18 im Informationsteil vorstellen. Diese Einteilung erfolgt aufgrund einer Umfrage unter unseren Abonnenten.

Die Red.

□

Telefon-Tip

Mit meiner letzten Telefonrechnung erhielt ich einen „Telefon-Tip" der Post. Abgesehen davon, daß der Inhalt nichts mit dem Telefon zu tun hat, geht es hier wohl doch gegen alle Radiobastler, Funkamateure und Altgeräte-Besitzer.

Ich zweifle, daß es für folgende Behauptung der Post im „Telefon-Tip" eine gesetzliche Grundlage gibt:

„...Unzulässige Geräte, d. h. Geräte ohne FTZ-Prüfnummer oder das gleichwertige VDE-Funkschutzzeichen, dürfen im Bereich der Deutschen Bundespost nicht betrieben werden."

Jürgen Schulz,
Berlin

Die angesprochenen Radiobastler, Funkamateure und Altgeräte-Besitzer können Ihre Geräte weiterbetreiben, weil der zitierte Auszug tatsächlich nicht ganz korrekt dem Amtsblatt 68/1979 entspricht. Dort heißt es:

„Serienmäßig hergestellte Ton- und Fernseh-Rundfunkempfänger müssen zum Nachweis dafür, daß sie den Technischen Vorschriften entsprechen, mit einer FTZ-Prüfnummer gekennzeichnet sein."

In einer Fußnote ist ergänzt:

„Für ausnahmsweise noch nicht gekennzeichnete, vor dem 1. Juli 1979 errichtete und in Betrieb genommene Ton-Rundfunkempfänger wird die Kennzeichnung nicht verlangt."

Ältere Ton-Rundfunkempfänger dürfen demnach auch ohne die vielzitierte FTZ-Prüfnummer betrieben werden. Auch gegen das Betreiben selbstgebauter Empfänger ist nichts einzuwenden, da diese nicht serienmäßig hergestellt sind. *Die Red.*

□

Teletext-Versuchssendungen

Nun beginnen auch beim spanischen Fernsehen RTVE Versuchssendungen mit Teletext, wie die Wochenzeitschrift „El Economista" vom 7. März d. J. berichtete. Erste Probeläufe, die bis Ende April abgeschlossen wurden, bilden die Grundlage für regelmäßige Experimentalsendungen.

Des weiteren wird das spanische Datenübertragungsnetz der Telefongesellschaft in diesem Jahr um den Service „Datafax" erweitert. Dieser ermöglicht die Faksimileübertragung von Schriftstücken, also ähnlich dem Telebrief der DBP.

Alexander Wiese,
München

□

Vormittags-Programm

Seit einiger Zeit haben wir, wie schön und sicher notwendig, das gemeinsame Vormittags-Programm von ARD und ZDF. Ist es aber wirklich nötig, daß es über beide Senderketten ausgestrahlt wird?

Wir stehen hier beim Außendienst vor folgendem Problem: ARD = Programm; ZDF = das gleiche Programm; 3. Programm = entweder Programm oder Testbild. Nun stellen Sie mal ein Gerät mit Suchlauf ein, das keine ordentliche Kanalanzeige hat. Da wir hier für jedes Programm fünf bis sechs Sender bzw. Umsetzer haben, wird die Kanaleinstellung zum Glücksspiel.

Wolfgang Kühl-Müller,
Mühlacker

□

„Aus" für Radar-Warnanlagen

FUNKSCHAU 1981, Heft 5, Seite 12

Nun ist es soweit! Was ich seit langem befürchtet habe, ist eingetroffen. Die Deutsche Bundespost hat aufgrund dieses Grundsatzurteils im Zusammenhang mit dem Fernmeldeanlagengesetz nun freie Hand in jeder Beziehung.

An nur zwei Beispielen möchte ich dies begründen.

Die Sonne sendet uns ein Signal, das wir mit unseren Augen empfangen, woran wir Tag und Nacht erkennen können. Aber nicht nur das; auch an der ultravioletten Strahlung, die wir als Wärme empfinden, können wir dieses Signal erkennen.

Frage: Wird man uns in Zukunft in eine dunkle Zelle sperren, bis wir eine FTZ-Nummer erhalten haben und Gebühren bezahlen?

Die Bremsanlage an unseren Kraftfahrzeugen steuert die Bremslichter, die somit eine Information aussenden.

Frage an die Richter in Karlsruhe: Hat Ihr Auto bereits eine FTZ-Nummer, und bezahlen Sie auch hierfür Gebühren an die Bundespost?

Wenn Sie diese Konsequenzen weiter spinnen, bleibt uns nur noch eine Möglichkeit, und die heißt auswandern!

Ich möchte hiermit nicht für die Radar-Warnanlagen sprechen, aber wenn es in unserem Paragraphen-Wald keine andere Möglichkeit gibt, diese Geräte zu verbieten, dann tut es mir leid, hier zu leben.

Walter Specht,
Buchholz

Zufriedene Besucher – zufriedene Aussteller

Erfolgreiche Hobby-tronic

Wieder ist eine Hobby-tronic gelaufen, wieder kann die Ausstellungsleitung aus Dortmund Erfolgszahlen melden: 16 Prozent mehr Besucher als im Vorjahr, das bedeutet 53 490 verkaufte Karten. Die Zahl der Aussteller war mit 142 nahezu konstant geblieben (1980 waren es 144), auch die Brutto-Ausstellungsfläche betrug wie vorher 9000 qm. Gegenüber der ersten Ausstellung 1978 hat sich das Angebot der Händler verändert: offensichtlich findet der Mikrocomputer immer stärkeren Eingang in den Hobby-Bereich (s. a. Bericht im Informationsteil Seite 29).

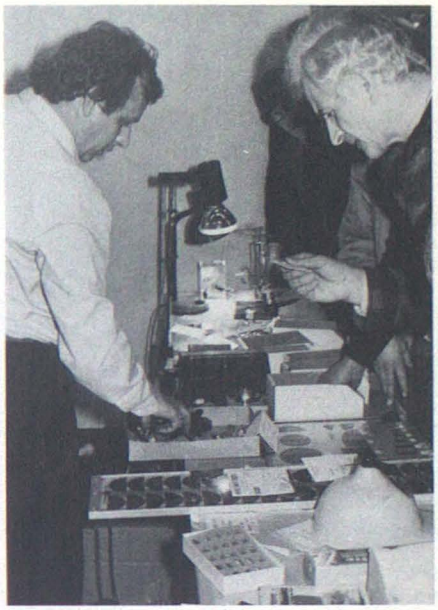


Bild 1. Nachfrage herrschte vor allem nach Bauteilen, die es nicht an jeder Ecke gibt, wie hier Solarzellen in (fast) jeder Größe (Aufnahmen: Scholz)

Als am 15. März um 18 Uhr die letzten Besucher die Ausstellungshallen verließen, atmeten die Standbesatzungen auf. Sie hatten auch ein heißes Wochenende hinter sich: über 30 000 Besucher allein an diesen zwei Tagen. Nahezu alle Aussteller aber waren sich schon klar darüber, daß sie auch im nächsten Jahr wieder dabei sein werden. Der Termin steht schon fest: die Hobby-tronic '82 wird vom 3. bis 7. März stattfinden.

Ob die Besucher immer das finden, was sie kaufen möchten, ist nicht sicher. Am Labor-Beratungsstand im Aktions-Zentrum wurde immer wieder gefragt, wo es auf der Messe spezielle Halbleiter oder ICs zu kaufen gibt. Nur wenige Händler hatten sich noch mit diesem „Kleinkram" abgegeben, viele boten nur komplette Baugruppen, Bausätze oder Fertiggeräte an. Einerseits ist das bei dem beschränkten Platzangebot auf dem Ausstellungsstand verständlich, andererseits kommen viele Besucher in der Hoffnung, hier die Bauteile zu erhalten, die sie in ihrem Heimatort und z. T. auch beim Versandhandel nicht beziehen können.

Mikrocomputer statt CB-Funk

Einen im Vergleich zu den Vorjahren ganz erheblichen Anteil auf der Hobby-tronic hatten jene Aussteller, die Mikrocomputer und Peripheriegeräte vertrieben. Zwar waren die meisten Hersteller (Commodore, Tandy, Apple usw.) nicht selbst vertreten, ihre Geräte konnten aber – zu recht unterschiedlichen Preisen – bei Händlern bestaunt werden.

Ein besonders gutes Geschäft auf der diesjährigen Hobbytronic waren offensichtlich Peripheriegeräte wie Drucker und Floppy-Laufwerke, mit denen nun die bei vielen Hobbyelektronikern schon vorhandenen Computer nachbestückt werden, aber auch Plotter (wie etwa ein preiswertes Modell von Watanabe) sind schon für Hobbyisten erreichbar geworden.

Eine echte Neuheit war sowohl auf dem Mikrocomputer-Stand des Aktionszentrums als auch auf dem Franzis-Stand zu sehen, nämlich das Einlesen von Programmen im Strichcode. Damit möchte die neu erschienene Mikrocomputer-Zeitschrift mc ihren Lesern das mühsame, langwierige und fehlerträchtige Abtippen von Programmen ersparen. Während im Aktionszentrum ein Apple-II-Computer an den Strichcode-Leser angeschlossen war, diente am Franzis-Stand ein kleiner Einplatinen-Computer zum Decodie-

Bild 2. Ständig umlagert war die „Spielwiese", die Richter & Co. aus Hannover für den Amateurfunk-Bereich aufgebaut hatte

Bild 3. Die Attraktion bei der Mikrocomputer-Beratung des Aktions-Zentrums war der Strichcode-Leser, der hier gerade von einem Mitarbeiter des Franzis-Verlages vorgeführt wird

ren, der in Heft 2 von mc als Bauanleitung veröffentlicht werden wird.

Insgesamt kommt der Eindruck auf, daß die Verluste, die der CB-Funk-Bereich in diesem Jahr auf der Hobbytronic erlitten hatte, durch einen entsprechenden Zuwachs des Mikrocomputer-Bereiches wieder wettgemacht werden konnten.

Aktions-Zentrum: ständig umlagert

Die wohl erfolgreichste Einrichtung der Hobby-tronic ist das Aktions-Zentrum, das von allen anderen Ausstellungen gleicher Art übernommen wurde. Hier überwindet auch der Anfänger die Schwellenangst, um zu fragen, selbst zu löten, Schwierigkeiten beim Programmieren auszuräumen oder einfach nur die ferngesteuerten Modelle zu bewundern, die ständig mit ausführlichen Erklärungen vorgeführt werden.

Ebenso groß war das Informationsbedürfnis der Besucher zu den Themen Amateurfunk, CB-Funk, Tonband-Hobby-, Rundfunk-Fernempfang, Mikrocomputer und Labor.

Der Service, mitgebrachte oder auf der Messe erstandene Meßgeräte zu überprüfen, wurde eifrig in Anspruch genommen. Auf diese Weise erhielten die Mitarbeiter des Franzis-Verlages, die die Beratung im Labor durchführten, einen guten Überblick über die Genauigkeit der angebotenen Meßgeräte-Palette: die Abweichung der Anzeige betrug in den meisten Fällen selbst bei preiswerten Digital-Meßgeräten an der letzten Stelle nur wenige Digits. Auch analog anzeigende Geräte hielten die angegebenen Toleranzen immer ein.

„Lehrer sollten erst einen richtigen Beruf ausüben!"

Vollbesetzt war der Konferenzraum III, als auf dem Podium ein aktuelles Thema diskutiert wurde: Ingenieur-Notstand – Ist unsere Bildungspolitik zu retten? Auf dem Podium saßen Leute, die was zum Thema zu sagen wußten. Dr. Rolf Berger, Geschäftsführer des Instituts für Betriebs- und Informationstechnik, war der Meinung, das Gerede von der Technik-Feindlichkeit im Angesicht von etwa 3 Mio. Hobby-Bastlern sei großer Quatsch, in Wirklichkeit handelt es sich um eine gesunde Technik-Kritik. Er warf den Hochschulen vor, daß bei der Verteilung der finanziellen Mittel kein Betrieb so ineffizient organisiert sei wie sie.

Prof. Dr. Günther Graubner, Rektor der Fachhochschule Hannover, sagte, daß am jetzigen Stand des Ingenieur-Mangels die Bildungspolitik nur zum Teil schuld sei, die Mängel liegen schon in der Lehrerausbildung; wörtlich: „Lehrer sollten erst mal einen richtigen Beruf ausüben!" (spontaner Beifall des Auditoriums).

Bild 4. Die Fernsteurer und Modellbauer waren bei ihren Vorführungen ständig dicht umlagert. Einige der Schiffsmodelle waren mit unglaublicher Liebe zum Detail den Originalen nachgebaut

Bild 5. Immer jünger werden die Besucher, die sich für Elektronik interessieren. Ein Mitarbeiter des ELO-Labors gibt zwei Schülern einige Tips zum Aufbau von Schaltungen, die von Völkner als Bausatz für diesen Zweck zur Verfügung gestellt waren und nach Fertigstellung mitgenommen werden durften

Zwei Fachvorträge

Parallel zur Hobby-tronic fanden zwei Fachvorträge in den Räumen der Westfalenhalle statt. Dipl.-Kfm. Roland Löhr zeigte auf, welche Mikrocomputer-Programmiersprache für welche Anwendungen am besten geeignet sei und machte deutlich, daß Basic – die heute bei Tischcomputern am weitesten verbreitete und gleichzeitig am leichtesten erlernbare Sprache – für die meisten typischen Anwendungen vollkommen ausreiche. Pascal eigne sich dagegen vorwiegend in der Ausbildung, wo es darauf ankommt, sich eine übersichtlich strukturierte Programmierung anzugewöhnen, und dort, wo Programme häufig geändert oder aus einzelnen Standardmoduln zusammengefügt werden sollen.

Trotz aller Unkenrufe wird die zugegebenermaßen schwieriger zu erlernende Assembler- bzw. Maschinensprache auch in Zukunft nichts von ihrer Bedeutung verlieren, da nur mit ihr zeitkritische Meß-, Steuer- und Regelprobleme lösbar sind. Auch der Hobbyelektroniker ist also gut beraten, bei der Auswahl seines Computers darauf zu achten, ob das Gerät auch komfortable Möglichkeiten zur Programmierung in Maschinensprache enthält.

Spracherkennung per Computer: ein aktuelles Thema

In einem weiteren Vortrag berichtete mc-Chefredakteur Herwig Feichtinger über den heutigen Stand der elektronischen Spracherkennung und Sprachausgabe. Dabei wurde klar, daß die Spracherkennung heute noch weitgehend in den Kinderschuhen steckt – die Sprecherabhängigkeit, die Empfindlichkeit gegenüber auch geringen Hintergrundgeräuschen sowie der meist noch kleine erzielbare Wortschatz sind nur drei der typischen Probleme.

Hingegen ist die elektronische Sprachsynthese schon weit fortgeschritten und läßt sich mit ein wenig Software (vergl. FUNKSCHAU-Sonderheft „Mikrocomputer-Anwendungen") auch ohne großen Schaltungsaufwand bei Mikrocomputern realisieren. Mit ein wenig Geduld beim Aufnahmevorgang kommt man damit zu Ergebnissen, die durchaus mit „professionellen" Sprachsynthese-Anordnungen, wie z. B. dem Lehrspielzeug „Speak & Spell" von TI oder einer während des Vortrags demonstrierten „Sprechenden Uhr" von ITT-Intermetall mit dem IC UAA 1003 vergleichbar sind.

Nostalgie: Electronic Historica

Was im Vorjahr noch ein Schattendasein am Rande der Ausstellung führte, stand gleich am Eingang der Halle 4: eine Miniausstellung seriengefertigter und selbstgebauter Geräte aus den Anfängen der Elektronik. Eigentlich war es ein wenig verwunderlich, mit welcher Wehmut vor dem Anblick uralter Röhren über vergangene Zeiten gefachsimpelt wurde.

Diese kleine Schau, die mit viel Liebe zum Detail zusammengestellt wurde, sollte auch im nächsten Jahr wieder ihren Platz finden, hat sie sich doch fast zu einem Kommunikations-Zentrum entwickelt.

Fe./Scho.

Bild 6. Der Service zum Überprüfen von Bauteilen und Meßgeräten wurde von vielen Besuchern in Anspruch genommen. Als Meßpark standen Präzisionsgeräte von Rohde & Schwarz und Hewlett-Packard zur Verfügung. Die Labor-Einrichtung stammt von der Fa. Schnepel

Bild 7. Zu dem Thema „Ingenieur-Notstand" fielen auf dem Podium kernige Worte

Bild 8. Die Hobby-tronic ist inzwischen auch zu einem Treffpunkt für Händler geworden, die sich hauptsächlich an Wiederverkäufer wenden, ihre Produkte aber dem Publikum präsentieren wollen, wie hier am Beispiel Visaton

Ing. (grad.) Bernhard Wagner

50 Jahre Radio Vatikan

Vor 50 Jahren, am 12. Februar 1931, übergab der Funkpionier Guglielmo Marconi der katholischen Kirche offiziell einen Rundfunksender. Dieser erste Vatikansender wurde noch am selben Tag von Papst Pius XI. mit einer ersten Radiobotschaft eingeweiht.

Aufgrund der Lateranverträge aus dem Jahre 1929 wurde dem Vatikanstaat u. a. auch gestattet, Funkdienste einzurichten. Dies war gewissermaßen der vertragliche Grundstein für Radio Vatikan. G. Marconi (1874 – 1937) erhielt den Auftrag, den ersten Sender zu planen und zu bauen.

Es begann mit einem Brief

Am 29. November 1928 erhielt der Privatsekretär Marconis, Luigi Solari, von Kardinal Gaspari ein persönliches Schreiben. Darin wurde um eine Unterredung ersucht, der der Privatsekretär Marconis am nächsten Tage Folge leistete. Bei dieser Unterredung ging es natürlich um Marconi und den Bau eines Rundfunksenders. Nach einigen Tagen wurde dann Marconi vom Papst empfangen und ihm sofort der Auftrag für den ersten Sender des Vatikans erteilt. Die Unterredung mit dem Papst soll über zwei Stunden gedauert haben. Man sagt, daß dies die längste Unterredung gewesen wäre, die dieser Papst jemals einem Weltlichen habe zuteil werden lassen.

Der Sender wurde im Laufe des Jahres 1930 fertiggestellt, und am 12. Februar 1931, gegen 16.30 Uhr, übergaben Papst Pius der XI. und G. Marconi den päpstlichen Rundfunk offiziell seiner Bestimmung. Marconi verkündete der Welt die Eröffnung mit folgenden Worten:„Ich habe die hohe Ehre bekanntzugeben, daß in einigen Augenblicken Papst Pius XI. die Funkstation des Vatikanischen Staates eröffnen wird...“ In der Eröffnungsansprache, der ersten päpstlichen Rundfunkbotschaft überhaupt, sagte Pius XI. u. a.: „Da wir uns als erste von hier aus der wunderbaren Erfindung Marconis bedienen können, wenden wir uns an alle geschaffenen Dinge und an alle Menschen...“

Dem schon 1909 mit dem Nobelpreis für Physik ausgezeichneten Marconi wurden noch andere Ehren zuteil. 1931 erhielt er den Pius-Orden für seine Verdienste am Aufbau des Senders und wurde in die Päpstliche Akademie der Wissenschaften als Mitglied aufgenommen.

Mit 10 kW auf Kurzwelle

Der damalige erste KW-Sender hatte die ganz respektable Leistung von 10 kW, bei einem gesamten Energieverbrauch von 80 kW. Für die Stromversorgung und das Umformen der vom vatikanischen Elektrizitätswerk gelieferten Spannung von 120 V standen eine Anzahl entsprechender Maschinenaggregate, Transformatoren, Gleichrichter- und Filtereinrichtungen sowie Batterien für Spezialzwecke zur Verfügung.

Der eigentliche Sender verteilte sich auf vier Paneele. Drei davon enthielten die zu jeder der beiden Betriebsfrequenzen (15 121 und 5969 kHz) gehörenden Franklin-Oszillatoren mit den zugehörigen dreistufigen Verstärkern mit je zwei ölgekühlten 20-kW-Marconi-Röhren in der Endstufe. Auf dem vierten Paneel waren die dreistufige Modulationseinrichtung und ein Lastwiderstand angeordnet, der bei Telegrafiebetrieb während der Tastpausen die Anodenleistung der Senderöhren anstelle der Antenne aufnahm. Zum Besprechen wurden damals Marconi-Reisz-Mikrofone verwendet.

Die Ausstrahlung erfolgte über zwei einfache Langdraht-Antennen, eine für jede der beiden Wellen, die zusammen mit einer für Duplexempfang reservierten dritten Antenne an zwei 60 m hohen Masten angebracht waren. Weiterhin verfügte die Station über einen Wheatstone-Telegrafieapparat und

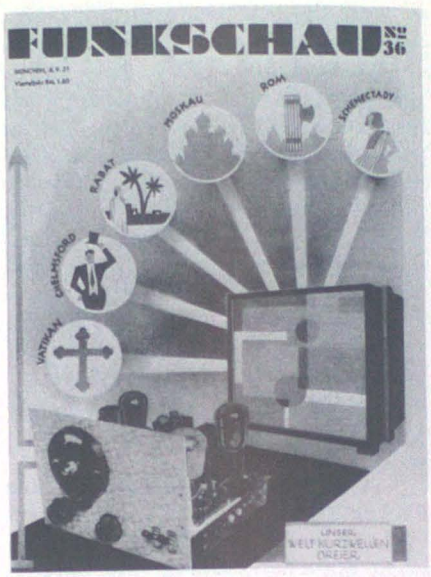


Bild 1. In der FUNKSCHAU wurde bereits ein gutes halbes Jahr nach der Einweihung des ersten Vatikansenders eine Bauanleitung für einen Kurzwellenempfänger veröffentlicht, mit dem man Radio Vatikan empfangen konnte

Kontrollschreibgeräte für Schnelltelegrafie sowie über Meß- und Kontrolleinrichtungen.

Die FUNKSCHAU war damals eine der wenigen Fachzeitschriften, die sich mit dem Vatikansender beschäftigten. So wurde z. B. in Nr. 36 vom 6. September 1931 (nur ein gutes halbes Jahr nach der Sendereinweihung) eine Bauanleitung für einen „Welt-Kurzwellen-Dreier“ für Batteriebetrieb veröffentlicht, mit dem man u. a. neben Moskau und Rabat auch Radio Vatikan empfangen konnte (*Bild 1*).

Radio Vatikan wird ausgebaut

In den ersten Jahren nach der Einweihung (von 1933 bis 1936) war der Vatikansender mehr oder weniger eine nur in und um Rom hörbare Versuchsstation. Dies änderte sich jedoch mit einem Auftrag an Telefunken im Jahre 1936. Das Unternehmen sollte einen ähnlich starken Sender bauen, wie sie für die Großsendestation Nauen und den Sender in Zeesen entwickelt worden waren. Erstmals waren dafür auch Richtantennen vorgesehen.

Am 25. Dezember 1937 wurde der neue 50-kW-Sender in Betrieb genommen. Er konnte im Bereich von 15 bis 60 m auf zehn verschiedenen Frequenzen (quarzgesteuert) senden, und arbeitete mit Endstufen-Anodenspannungsmodulation.

In den Jahren nach 1937 erwies sich der erste Standort in den vatikanischen Gärten für die erweiterten Aufgaben des Kurzwellen-Rundfunks jedoch bald zu klein. Man suchte daher ein neues und einigermaßen ebenes Gelän-

de, das man etwa 18 km nordwestlich von Rom, südlich der Eisenbahnstation Cesano an der Strecke Rom-Viterbo, fand. Dieses Gelände – Santa Maria di Galeria – wurde zum Weltrundfunkzentrum des Vatikans (*Bild 2*). Es verfügte bei seiner Inbetriebnahme über einen 100-kW-Kurzwellensender von Philips sowie über zwei 10-kW-Kurzwellensender (Parallelschaltung möglich) und einen 100-kW-Mittelwellensender von Brown Boveri.

Aufgrund des weltweiten Trends, immer höhere Sendeleistungen auf Kurzwelle einzusetzen, sah sich auch Radio Vatikan gezwungen, seine KW-Sendeleistung zu erhöhen. Mitte der 70er Jahre errichtete AEG-Telefunken einen 500-kW-Kurzwellensender und eine Drehstandantenne für die weltweite Rundfunkversorgung[1]). Heute stehen Radio Vatikan u. a. folgende Sender zur Verfügung:

- In Santa Maria di Galeria:
  Zwei 10-kW-, fünf 100-kW- und ein 500-kW-Kurzwellensender (letzterer mit Drehstandantenne), ein 200-kW- und ein 250-kW-Mittelwellensender sowie ein Umschalter für sechs Sender und 29 Antennen für Kurzwelle.
- Auf dem Radioturm Leos XIII. in den vatikanischen Gärten:
  Ein 5-kW-UKW-Sender (für Stereo) sowie ein 2-kW- und zwei 250-W-UKW-Sender. Hier befinden sich ferner sechs Studios, ein Kontrollzentrum und Büros für den täglichen Funk-Telegrafieverkehr mit Buenos Aires, Lissabon, Madrid, London, Bern und Beirut.
- Im Vatikan:
  Ein 80-kW-, ein 25-kW- und drei 5-kW-Kurzwellensender sowie ein 5-kW-Mittelwellensender.

Zur Herstellung der Programme dienen elf Aufnahmestudios (eines für Mehrspur-, acht für Mono- und zwei für Stereo-Aufnahmen). Erwähnt seien auch noch die elektroakustischen Anlagen für den Audienzsaal.

[1]) Struck, A.: Radio Vatikan auf Kurzwelle jetzt mit höherer Leistung. FUNKSCHAU 1979, Heft 26, Seite 1503...1504.

Was sendet Radio Vatikan?

Die Zeit von 1931 bis etwa 1939 war eine Zeit der Experimente. Nach Inbetriebnahme des ersten Senders war Radio Vatikan an Wochentagen von 11.00 bis 11.15 Uhr MEZ auf 19,84 m (15 121 kHz) und von 20.00 bis 20.15 Uhr MEZ auf 50,26 m (5969 kHz) sowie an Sonn- und Feiertagen von 11.00 bis 11.30 Uhr MEZ auf 50,26 m zu empfangen. Während die abendlichen Sendungen im wesentlichen in Latein und Italienisch ausgestrahlt wurden, war das Programm bei den Vormittagssendungen international. Um diese Zeit herrschte folgender sprachlicher Programmplan: Montag: italienisch, Dienstag: englisch, Mittwoch: spanisch, Donnerstag: französisch, Freitag: deutsch, Samstag und Sonntag: verschiedene Sprachen. Gesendet wurden wissenschaftliche Nachrichten (aus der Päpstlichen Akademie der Wissenschaften) und Berichte über die Tätigkeit des Papstes und das Leben der Kirche. Außerdem fanden auf 50,26 m zu verschiedenen Zeiten noch Sendungen in Telegrafie unter dem päpstlichen Rufzeichen HVJ mit kommerziellen Gegenstationen sowie Sende- und Empfangsversuche mit Bildtelegrafie nach dem System Bélin (montags, 20.30 Uhr MEZ) mit Paris statt.

Ab Januar 1940 sendete Radio Vatikan täglich in zehn Sprachen. Bis etwa 1946 wurden im Rahmen des Suchdienstes für Flüchtlinge, Vermißte und Kriegsgefangene insgesamt 1 240 728 Suchdurchsagen mit einer Gesamtdauer von 12 105 Stunden ausgestrahlt. 1950 wurde die künstlerisch-musikalische Abteilung eingerichtet.

Die Sprachsendungen wurden nach und nach erweitert. Heute (Stand Ende 1980) sind es 34 verschiedene Sprachen mit mehr als 30 Stunden täglicher Sendezeit (durch Mehrfachausstrahlungen). Wöchentlich werden mehr als 270 Programme für Europa, 130 für Afrika, 50 für Amerika und mehr als 40 für Asien und Ozeanien ausgestrahlt. Hinzu kommen Verbindungen mit nationalen Rundfunksendern in- und außerhalb Europas. In Lateinamerika übernehmen z. B. 200 Radiostationen Programme, die für sie von Radio Vatikan erstellt werden. Neben diesen Sprachprogrammen strahlt der Vatikansender täglich zweimal ein viersprachiges Nachrichtenprogramm aus, ferner die auch in Österreich zu empfangende Musiksendung „Con voi nella notta" (Mit euch in der Nacht) und das nur im UKW-Sendebereich von Rom hörbare Musikprogramm des „Studios A" dem selbst die kommunistische römische Zeitung „Paese sera" bescheinigte, daß das Programm aus Musik und kleinen christlichen Botschaften „gut gemacht" sei.

Die deutschsprachige Abteilung des vatikanischen Rundfunks wird seit Ende 1974 von Heinrich Ségur geleitet. Das „Jugendforum" am Donnerstag, mit flotter Musik versehen, nennt man auch die „fröhliche Welle von Radio Vatikan". Empfangsmöglichkeiten: auf Mittelwelle 196 m (1530 kHz) und Kurzwelle 48,47m (6190 kHz) von 20.30 bis 20.45 Uhr MEZ.

Wer trägt die Kosten?

Die Kosten für den Vatikansender, die sich jährlich immerhin auf über 23 Mio. DM belaufen, trägt der Vatikanstaat. Die im Jahre 1980 getroffene Reorganisation der vatikanischen Archive und neue Einstellungen bei Radio Vatikan verschlangen rund 12 Mio. DM.

Der Vatikansender ist kein kommerzieller Sender. Er erhebt weder Gebühren, noch bringt er Werbesendungen. Ein mehrsprachiges Programmheft mit einer Auflage von über 100 000 Exemplaren gibt genaue Auskunft. Es kann unter folgender Adresse kostenlos bestellt werden: Radio Vaticana, Direzione Generale oo12o, Città del Vaticano. Das Heft wird jeden Monat in 197 Länder der Welt geschickt.

★

Der Verfasser dankt der Zentralabteilung für innerbetriebliche Information und Mediaproduktion des Firmenarchivs von AEG-Telefunken in Braunschweig für die vielen Archivunterlagen und Fotos, besonders Herrn Hahn.

Bild 2. Blick in den Regieraum des Senders Radio Vaticana in Santa Maria di Galeria (Foto: Telefunken)

Stichworte zum Inhalt

Radio Vatikan, der erste Vatikansender, weiterer Ausbau, das Programm von Radio Vatikan.

Gebrauchstest Disco 47

Discolautsprecher im Bausatz

Einer Pressemitteilung von Seas war zu entnehmen, daß für den „mühelosen" Zusammenbau ihrer Lautsprecherbausätze kein zusätzliches Werkzeug erforderlich ist – ja selbst das Löten entfällt. Dem wollten wir nachgehen und wurden – dies schon vorweg – angenehm überrascht.

Wir bestellten den Bausatz Disco 47 mit dazugehörigem Leergehäuse (*Bild 1*), und beides traf schon nach Kürze unbeschadet bei uns ein. Ein Lob den „Verpackern", die neben ausreichendem Schutz der Ware vor Transportbeschädigung für den Lautsprecher-Bausatz einen sehr hohen Grad an Packungsdichte erreicht haben.

Vorbereitetes Leergehäuse

Die Verpackung des Leergehäuses entfernten wir, indem wir das Kartonoberteil öffneten, die Laschen nach außen klappten, das Gehäuse auf den „Kopf" stellten und die Verpackung nach oben abhoben. Nach Abnahme des Frontrahmens fanden wir im Gehäuseinneren die beiden Füße und zu unserer Überraschung die komplette Bestückung des Innenraumes mit Zwischenwänden und Dämpfungsmaterial vor. Die Schrauben für die Befestigung der Füße kamen nach Entfernen der Verpackungsstreifen zum Vorschein. Sie waren, wie auch alle sonstigen Schrauben und Bausatz, mit einem Kreuzschlitz-Schraubenkopf ausgeführt.

Der Bausatz enthielt alle erforderlichen Teile wie die Bedienungsanleitung, alle Lautsprecherchassis, die Baßreflexrohre, die Frequenzweiche, den Überlastschutz, die Abschirmkappen, das Lautsprecherkabel, die Schrauben und ein Typenschild. Als Hilfsmittel für die Montage benötigen wir nur einen Kreuzschlitz-Schraubendreher und etwas Kleber zum Befestigen der Baßreflexrohre und Ausfüllen von Kabeldurchführungen.

Montagezeit etwa eine Stunde

Es ist empfehlenswert, die einzelnen Schritte der Montage nach beigefügter Bedienungsanleitung auszuführen. Die einzelnen Arbeitsgänge sollten jedoch vor ihrer Ausführung „trocken" überprüft werden und eventuell nach eigenem Ermessen abgewandelt werden. So z. B. die Befestigung des Zierringes im Baßreflexrohr vor dessen Einsetzen in die Frontwand oder die Ausführung der Zugentlastung für das (etwas dünn geratene) Lautsprecherkabel. Auch hätte mit wenigen Skizzen und praktischen Hinweisen die Aussagekraft der Bedienungsanleitung wesentlich verbessert werden können. Dies zeigt sich sofort bei der Montage der Frequenzweiche, die aufgrund ihrer quadratischen Form vier Möglichkeiten offenläßt, jedoch durch die vorbestimmten Kabellängen nur eine richtige Einbaulage haben kann. Den erfahrenen Selbstbauer wird dies kaum berühren, wohl aber den Unerfahrenen verunsichern.

Hat man im „Trockentraining" herausgefunden, in welchen Ausschnitt welches Lautsprecherchassis mit welcher Dichtung und welchen Kabelenden einzusetzen ist, hat man schon fast gewonnen. Leider wird dem Kunden nicht erläutert, daß sich die Montage der Lautsprecher wesentlich vereinfachen läßt, wenn das Gehäuse hierzu in die waagerechte Lage gebracht wird (*Bild 2*). Es verwundert auch, daß zur Befestigung der Schutzschaltung vor-

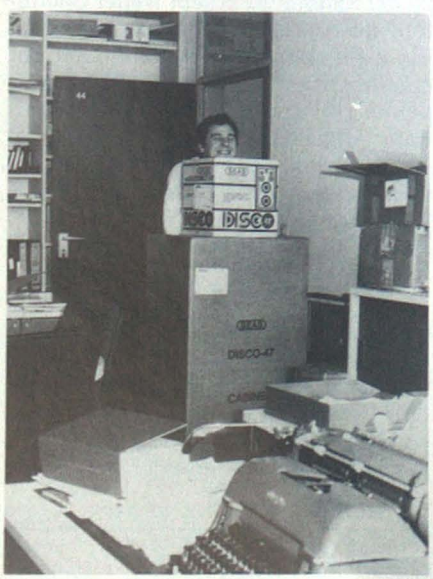


Bild 1. Ein Lob den Verpackern, die neben ausreichendem Schutz vor Transportschädigung auch eine hohe Packungsdichte erreicht haben (Foto: Ta)

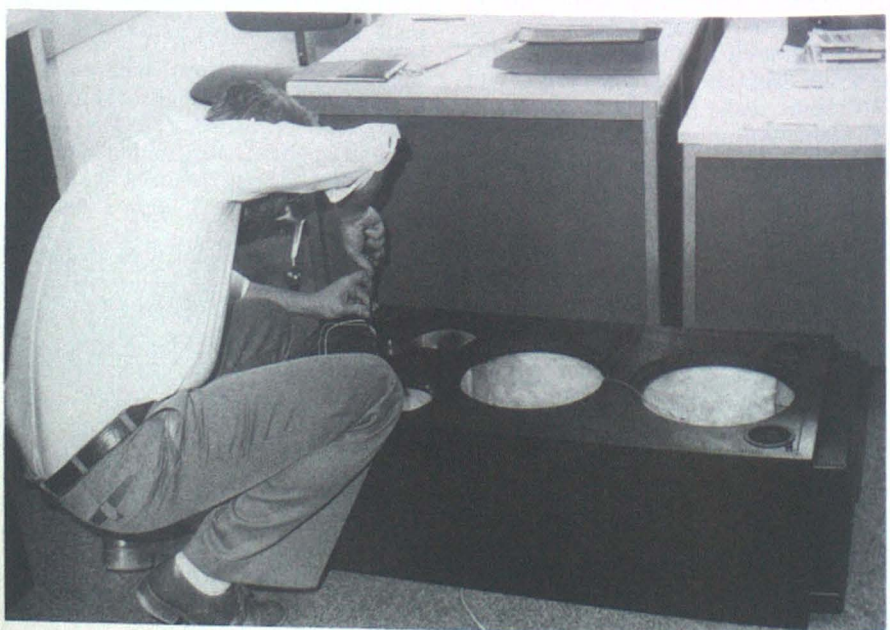


Bild 2. In waagerechter Lage lassen sich die Lautsprecherchassis am leichtesten montieren (Foto: Au.)

Bild 3. Da zur Befestigung der Lautsprecherchassis nicht vorgebohrt war, hat man bis zum Greifen der Schraube doch eine kleine kritische Phase zu überstehen. Wir behalfen uns dadurch, daß wir Schraube und Schraubendreher gemeinsam ansetzten und mit einem kleinen Schlag auf den Schraubendreherkopf die gewünschte Sicherheit für problemloses Einschrauben erreichten (Foto: Ta.)

gebohrt wurde, nicht aber für die Montage der Lautsprecher. Die Schrauben lassen sich zwar ohne Schwierigkeiten in das Holz eindrehen, bis sie jedoch richtig greifen, besteht die große Gefahr abzurutschen und dadurch die Membran zu zerstören (*Bild 3*). Lobend zu erwähnen ist, daß die vorgearbeiteten Aussparungen ein problemloses Einsetzen der einzelnen Elemente ermöglichen.

Die elektrischen Verbindungen zwischen den Lautsprecheranschlüssen und der Frequenzweiche werden mit Flachkontakten (ähnlich Kfz-Steckverbindern) hergestellt. Für das Zusammenfügen der Verbindungselemente muß schon etwas Kraft aufgewendet werden, und es empfiehlt sich, eine Flachzange als Hilfsmittel zu verwenden. Behutsames Vorgehen ist ratsam, da die isolierenden Montageplatten an den Lautsprechern nicht den stabilsten Eindruck hinterlassen haben.

Da auch der Frontrahmen schon bespannt und mit Kunststoff-Befestigungselementen versehen war, brauchte er nur noch aufgesteckt zu werden. Vor Inbetriebnahme überprüften wir noch mit einem Multimeter den ohmschen Widerstand, und die beim Antippen der Meßleitungen entstehenden Knackgeräusche gaben uns schon einen kleinen Hinweis auf den zu erwartenden Wirkungsgrad.

Tabelle: Technische Daten Disco 47

System	Baßreflex 4-Weg, 7 Elemente
Frequenzbereich	40...20 000 Hz
Nennbelastbarkeit	120 W
Betriebsleistung	0,4 W
Übergangsfrequenzen	1 kHz/3 kHz/8 kHz
Impedanz	8 Ω
Gehäuseabmessung	1 m × 0,5 m × 0,34 m

Physikalischer Höreindruck: laut

Das hatten wir nun doch nicht erwartet: Schon bei kleinen Lautstärkeeinstellungen (Saba MI 215) war ein relativ hoher Lautstärkeeindruck zu vernehmen, und die Auswirkungen von Klangstellern kamen schon voll zur Wirkung. Dann, wenn die Musikleistung etwa 80 W erreicht, empfiehlt es sich, in die Linearstellung von Höhen und Bässen überzugehen, um dann noch mal kräftig zuzulegen (techn. Daten siehe *Tabelle*).

Schon nach kurzer Gewöhnungsphase zeigte sich, daß der „fast lineare" Betrieb mit etwas angehobenen Höhen bei normalen bis zu höchsten Lautstärken am angenehmsten ist.

Obwohl der Lautsprecher als Disco-Box konzipiert ist, und in diesem Bereich auch dementsprechend gute Eigenschaften vorweist, kann er auch jederzeit in Stellung „Linear" im Bereich der E-Musik eingesetzt werden. Ihr großes Volumen machen die Bässe füllig, und es zeigte sich, daß sie nicht ganz frei von Eigenresonanzen sind. Rosa Rauschen brachte ein breites Spektrum ohne ausgeprägte Höhenanteile.

Als robuste Discobox, ist die Box sicherlich gut geeignet, jedoch fehlt es ihr etwas an brillanter Höhenwiedergabe. Die Bässe und der Mitteltonbereich kommen „knackig" und „voll". Bei elektronisch produzierter Musik kommt die Box voll zur Geltung. Es fehlt ihr der „metallische" Charakter (Holzgehäuse), und darum kommen auch die Blechinstrumente nicht voll zur Entfaltung. Streich- und Schlaginstrumente, wie auch Stimmen, werden gut wiedergegeben. Die saubere Wiedergabe tiefster Orgeltöne leidet etwas unter Eigenresonanzerscheinungen, die jedoch im Discobereich gewünscht werden (Hosenbeinflattern, Kribbeln in der Magengegend).

Unser Gesamteindruck

Die Bedienungsanleitung gehört ergänzt, der Zusammenbau ist bei entsprechenden Vorsicht fast ein „Kinderspiel", es braucht nicht gelötet zu werden, das Gehäuse ist sauber verarbeitet, der Wirkungsgrad ist überraschend gut, und bei elektronisch produzierter Musik kommt die Box voll zur Geltung. Au.

Stichworte zum Inhalt
Lautsprecherbausatz, Zusammenbau ohne Löten, Baßreflex-System, Frequenzweiche, Flachkontakt-Steck-Verbindung

DHFI-Testkassette

Für die einfache Kontrolle von Kassettenrecordern gibt es vom Deutschen HiFi-Institut (DHFI) eine Testkassette mit verschiedenen Prüfsignalen und Musik (*Bild*). Es wurde bei der Herstellung des Mutterbandes Digitaltechnik verwendet. Um eine möglichst gute Qualität auch auf den Tochterbändern zu erreichen, bespielt man jede Kassette in Originalgeschwindigkeit. Außer einer Kurzbeschreibung des aufgenommenen Programmes wird zu jeder Kassette ein Handbuch mit genauer Anleitung und Beschreibung mitgeliefert.

Mit dieser Kassette kann man schnell feststellen, in welche Qualitätsklasse ein zu prüfender Recorder einzustufen ist. Auch kann man überprüfen, ob die Lautsprecher phasenrichtig angeschlossen sind. In Verbindung mit einem Oszilloskop ergeben sich noch weitere Anwendungsgebiete, so können z. B. die Tonköpfe eingetaumelt werden. Ta.

Auch ohne aufwendige Meßgeräte kann man sich mit dieser Testkassette einen Eindruck von der Güte eines Kassettenrecorders verschaffen (Foto: Ta.)

Dipl.-Ing. Reinhard Bräuer,
Dipl.-Ing. Johannes Grünert,
Ing. (grad.) Helmut Güntner

Fernsehtaktgeber

mit Fremdsynchronisation und programmierbarer Zeilenzahl

Das Zusammenspiel mehrerer fernsehtechnischer Anlagen erfordert die Synchronisation aller Fernsehtaktgeber auf einen Muttertakt. Im folgenden wird ein BAS-synchronisierbarer Taktgeber beschrieben, der automatisch vom quarzstabilen Betrieb auf Fremdsynchronisation umschaltet, wenn ein externes S- oder BAS-Signal anliegt.

In Fernsehkameras, Datensichtgeräten und in fernsehtechnischen Meßgeräten werden unterschiedliche Impulse und Impulsgemische benötigt, deren normgerechte Erzeugung einen hohen schaltungstechnischen Aufwand erfordert. Der Einsatz der integrierten Impulsgeber-Schaltung S 178A spart Platz und Kosten in diesem Teil der Fernsehanlagen. Die verschiedenen Fernsehnormen werden dabei mit Hilfe einer elektrisch programmierbaren Diodenmatrix S 353 einprogrammiert.

Video-Impulsgeber S 178A

Der Video-Impulsgeber S 178A ist ein digitaler MOS-Baustein, der alle in einer Fernsehanlage benötigten Impulse mit Hilfe von Zählern aus einer oberen Taktfrequenz erzeugt. Man kann sowohl alle Zeilenzahlen bis etwa 1500 Zeilen als auch sechs verschiedene Impulsschemata programmieren.

Bild 1 zeigt das Blockschaltbild und die Anschlußbelegung des S 178A. Er unterscheidet sich von seinem Vorgänger S 178 durch das Vidikonaustastsignal V_A (Anschluß 19) anstelle des H-Eingangs. Der S 178A liefert Impulse der gültigen CCIR-Norm.

Die Codierung der Zeilenzahl im 10-Bit-Binärcode erfolgt unterschiedlich für ungerade Zeilenzahlen (Zeilensprungverfahren) oder gerade Zeilenzahlen. Wenn die logische „1" einem H-Pegel entspricht, d. h. Pegel im U_{ss}-Bereich, und die logische „0" etwa U_{ss} – 5 V beträgt, ergibt sich folgendes Vorgehen:

a) Ungerade Zeilenzahlen:
Die gewünschte Zeilenzahl, z. B. 625, wird in ihr binäres Äquivalent wie folgt aufgelöst:

$$0 \times 2^{10} + 1 \times 2^9 + 0 \times 2^8 + 0 \times 2^7 + 1 \times 2^6 + 1 \times 2^5 + 1 \times 2^4 + 0 \times 2^3 + 0 \times 2^2 + 0 \times 2^1 + 1 \times 2^0 = 625$$

und die ermittelte 1 oder 0 der einzelnen binären Stellen an die entsprechenden Eingänge gelegt.

b) Gerade Zahlen:
Die benötigte Zeilenzahl wird um 1 reduziert, das Ergebnis in das binäre Äquivalent umgewandelt, die niederwertigste Stelle invertiert und das Ergebnis an die entsprechenden Eingänge wie unter a) gelegt.

Mit den Eingängen N_A, N_B und N_C werden die normabhängigen Funktionen, wie z. B. Anzahl der Vortrabanten, eingestellt. In der *Tabelle* ist die Codierung für gängige Zeilenzahlen zusammengestellt; sie kann gleichzeitig als Bit-Muster zur Programmierung der Diodenmatrix S 353 verwendet werden.

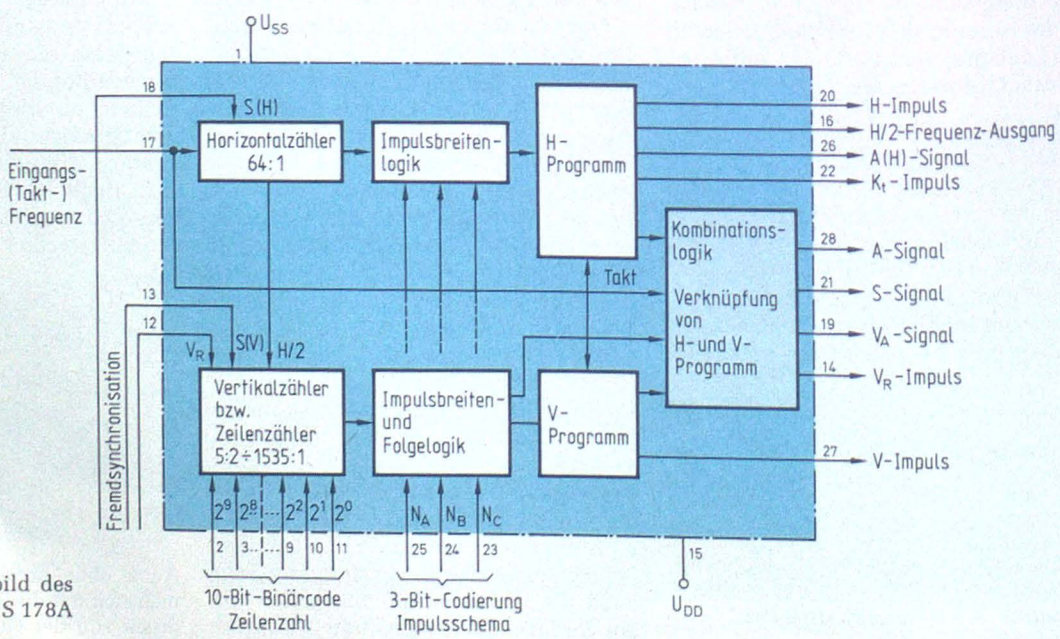


Bild 1. Blockschaltbild des Video-Impulsgebers S 178A

Die Eingangs-Taktspannung für den Video-Impulsgeber S 178A muß exakt das Tastverhältnis 1:1 besitzen, da sowohl die positiven als auch die negativen Taktimpulse zur Steuerung der Logik des Bausteins herangezogen werden. Der Taktoszillator sollte daher einen Teiler steuern, der das symmetrische Tastverhältnis liefert. Für die Erzeugung der quarzgenauen Eingangs-Taktfrequenz bietet sich der integrierte Quarzoszillator Q052 an, der den Quarz, die Schwingschaltung und den Teiler in sich vereinigt und mit dessen Ausgangsspannung der Video-Impulsgeber S 178A direkt gesteuert werden kann.

Wenn man im Falle der Fremdsynchronisation dem Baustein eine zweite Oszillatorspannung zuführen will, kann dies zum Beispiel mit Hilfe einer Torschaltung geschehen. *Bild 2* zeigt das Schaltbild eines quarzstabilen Fernsehtaktgebers nach der CCIR (B)-Norm, der für Fremdsynchronisation durch einen zweiten Eingang für die obere Taktfrequenz f_o vorbereitet ist. Die Diodenmatrix S 353 ermöglicht dabei eine einfache Auswahl der in der Tabelle angegebenen Zeilenzahlen.

Die Ausgänge des integrierten Bausteins S 178A sind für jeweils eine TTL-Last dimensioniert. Es besteht aber die Möglichkeit, für die jeweilige Anwendung, z. B. in Fernsehkameras, optimale Pegel- oder Impedanzwandler mit CMOS oder TTL zu resalisieren. Drei mögliche Schaltungsvarianten sind in Bild 2 dargestellt:

1. CMOS-Treiberstufen (CD 4050) mit 10 V Betriebsspannung (Anschluß 1 an +5 V, Anschluß 8 an −5 V) können direkt angesteuert werden.
2. TTL-Stufen – hier ein Treiber FLH 491T mit offenem Kollektor (Anschluß 14 an +5 V, Anschluß 7 an 0 V) ohne Angabe der anwendungsspezifischen Beschaltung – werden direkt angesteuert.
3. CMOS-Pufferstufen (CD 4050) mit 5 V Betriebsspannung (Anschluß 1 an +5 V, Anschluß 8 an 0 V) müssen über das gezeichnete Netzwerk angesteuert werden. Die Widerstände (1 kΩ) dienen zur H-Pegel-Anhe-

Codierung verschiedener Zeilenzahlen und Impulsschemata sowie Bitmuster zur Programmierung der Diodenmatrix

	N_A	N_B	N_C		2^9	2^8	2^7	2^6	2^5	2^4	2^3	2^2	2^1	2^0	
E1	L	L	L		H	L	L	L	L	L	H	L	H	L	524 Zeilen
E2	L	L	L		H	L	L	L	L	L	H	H	L	H	525 Zeilen
E3	L	L	H		H	L	L	H	H	L	H	H	H	L	624 Zeilen
E4	L	L	H		H	L	L	H	H	H	L	L	L	H	625 Zeilen
E5	L	H	L		H	L	H	H	L	H	H	H	H	H	735 Zeilen
E6	L	H	H		H	H	L	H	H	L	H	L	H	H	875 Zeilen
E7	H	L	L		H	H	H	H	H	H	H	H	L	L	1022 Zeilen
E8	H	L	L		H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	1023 Zeilen
E9	H	L	H		L	L	H	H	L	H	H	H	H	L	1248 Zeilen
E10	H	L	H		L	L	H	H	H	L	L	L	L	H	1249 Zeilen
	A14	A13	A12		A10	A9	A8	A7	A6	A5	A4	A3	A2	A1	

H-Pegel entspricht einer programmierten Sicherung.
E_T, A11, A15 und A16 offen.

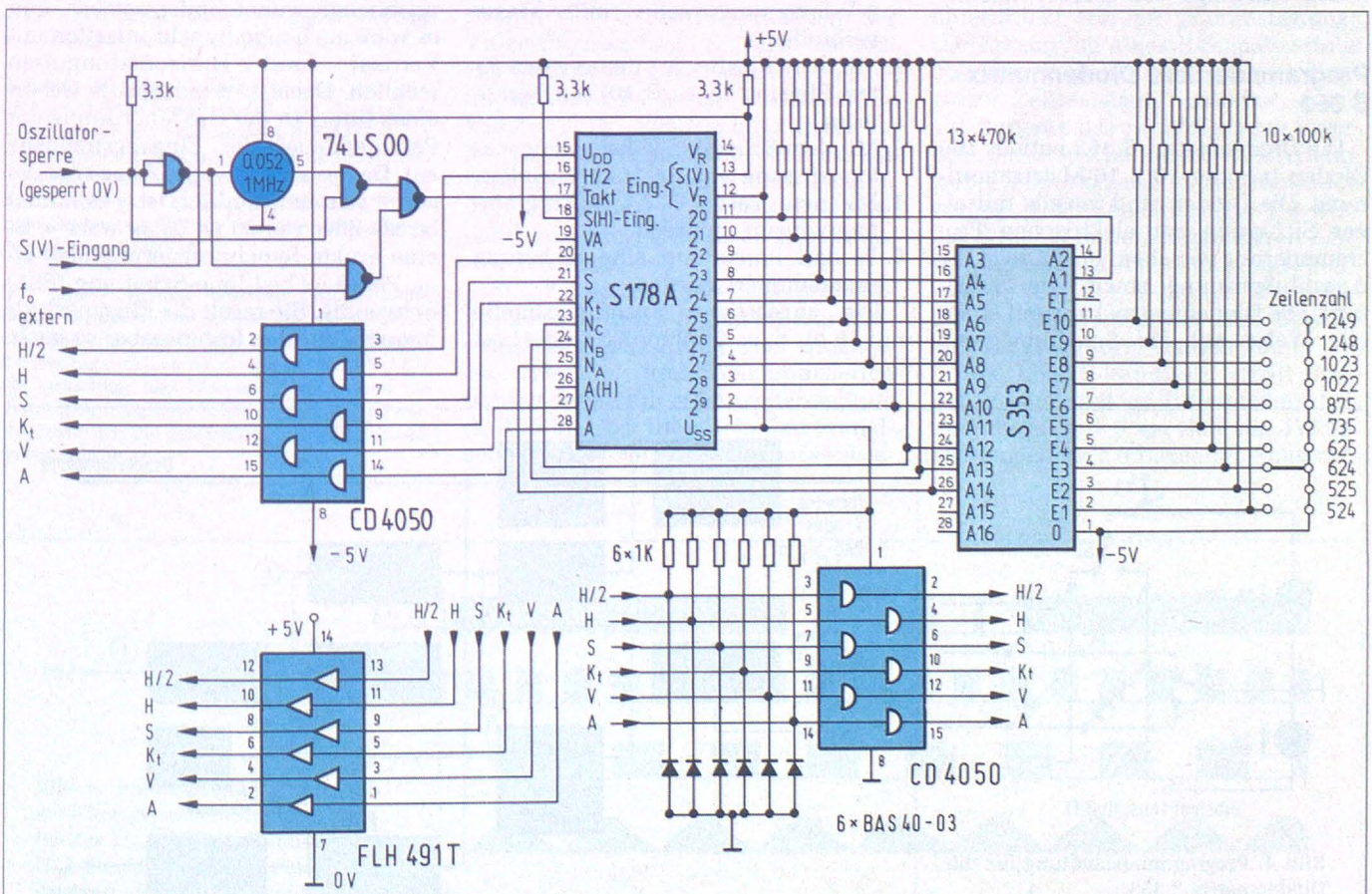
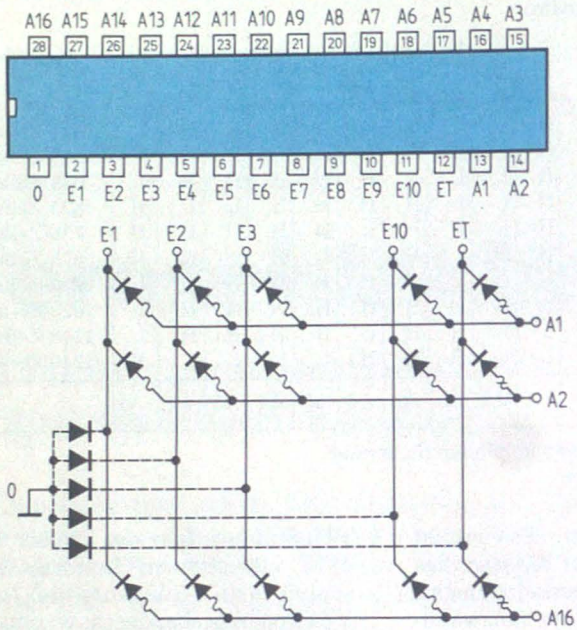


Bild 2. Video-Impulsgeber S 178A mit Quarzoszillator und Diodenmatrix S 353 für Fremdsynchronisation



Vom Hersteller zu Testzwecken bereits programmiert;
E = Eingang, A = Ausgang, 0 = Substrat

Bild 3. Schaltung und Anschlußbelegung der Diodenmatrix S 353 (Anmerkung: Eingänge dürfen im Betrieb nicht offen sein, $U_E < U_A$)

bung. Die Schottky-Dioden BAS 40-03 verhindern, daß der CMOS-Treiber durch die nach −5 V schaltenden Ausgänge des S 178A zerstört wird.

Programmierbare Diodenmatrix S 353

Die Diodenmatrix S 353 enthält 160 Dioden in einer 10 x 16-Matrixanordnung. Die Dioden sind jeweils mit einer Sicherung zur elektrischen Programmierung versehen. *Bild 3* zeigt die Anschlußordnung sowie die Schaltung. Die Diodenmatrix kann auf einfache Weise mit der Schaltung nach *Bild 4* programmiert werden. Dabei ist wie folgt zu verfahren:

1. Anschluß 1 (Substrat) über eine 2-V-Spannungsquelle mit Masse verbinden.
2. Mit dem Schalter S 1 den gewünschten Eingang (E 1...E 10) auf Masse legen.
3. Mit dem Schalter S 2 den gewünschten Ausgang (A 1...A 16) auswählen.
4. Mit dem Taster T 3 den Programmiervorgang auslösen.
5. Es darf immer nur eine Sicherung programmiert werden.

Die angegebene Spannungsquelle mit 18 bis max. 20 V muß für eine Last von mindestens 300 Ω (max. 70 mA) geeignet sein und eine Anstiegszeit (von 0 auf 20 V) < 1 µs haben. Eine Dauer von 10 ms ist dabei ausreichend.

Die Diodenmatrix vereinfacht die Schaltung zur Auswahl der Zeilenzahl. Entsprechend Bild 2 ist dabei mit einem einfachen Umschalter eine Vorwahl bis zehn Zeilenzahlen möglich. Ist eine Umschaltung nicht erwünscht, so können Schalter und Widerstände entfallen. Die Eingänge E werden dann mit −5 V verbunden.

Fremdsynchronisation mit PLL-Schaltung

Einwandfreies Zusammenarbeiten mehrerer Fernsehkameras sowie das Einblenden und Mischen von Fernsehbildern setzen eine entsprechende Fremdsynchronisation voraus. Hierbei erhält jedes Gerät ein zentrales Synchronisiersignal, das normalerweise dem gemischten Synchronsignal (S-Signal) entspricht und sich aus horizontal- und vertikalfrequenten Impulsen zusammensetzt. Diese Impulse werden zum Synchronisieren wieder getrennt und einzeln zur Synchronisation verwendet.

Beim Video-Impulsgeber S 178A sind Horizontal- und Vertikalzähler unabhängig voneinander setzbar, und es wäre auch eine Synchronisation mit Vertikal- und Horizontalimpulsen möglich. Dabei tritt jedoch die Gefahr eines Jitters in der Größenordnung der Periodendauer der Eingangsfrequenz auf. Da das menschliche Auge aber dagegen sehr empfindlich ist – es nimmt bereits Jitter von 20 ns Dauer wahr –, ist eine exakte Synchronisierung über eine Phase-locked-loop-Schaltung (PLL) notwendig. Sie regelt die Eingangstaktfrequenz für den Impulsgeber so nach,

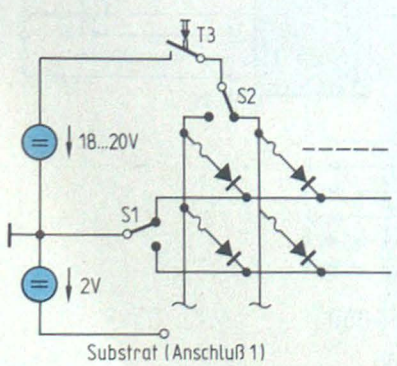


Bild 4. Programmierschaltung für die Diodenmatrix S 353

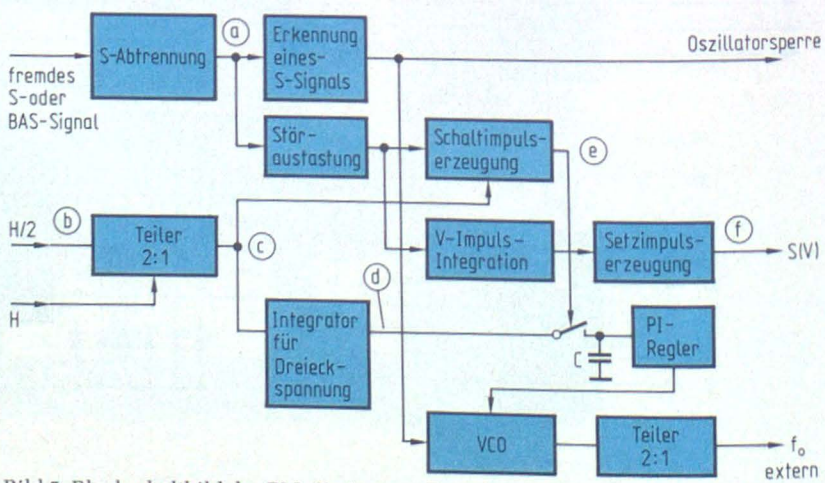


Bild 5. Blockschaltbild des PLL-Kreises zur Fremdsynchronisation (a...f sind Bezugspunkte für die Impulsdiagramme in Bild 6 und 7)

daß die Phasenbeziehung zwischen internen und externen S-Signalen stets gleich bleibt.

In *Bild 5* ist das Prinzipschaltbild der PLL-Schaltung dargestellt. Die Steuerung des spannungsgesteuerten Oszillators (VCO) erfolgt über einen PI-Regler, dessen Eingangsspannung aus dem S-Signal über eine Abtast- und Halteschaltung gewonnen wird. Über eine Abtrennstufe und eine Störaustastung werden aus dem fremden S-Signal Schaltimpulse erzeugt, die jeweils für etwa 400 ns einen elektronischen Schalter schließen und so den augenblicklichen Wert einer dreieckförmigen Spannung an den PI-Regler legen. Diese dreieckförmige Spannung gewinnt man durch Integrieren einer symmetrischen, horizontalfrequenten Rechteckspannung, abgeleitet aus den Signalen des Video-Impulsgebers S 178A. Dadurch ist eine feste Phasenbeziehung zum S-Signal des Taktgebers gegeben.

Je nach Phasenlage zwischen eigenem und fremdem S-Signal liegt ein entsprechender Spannungswert am Kondensator C. Fallen Schaltimpulse durch eine Störung aus, so speichert der Kondensator C den Spannungswert bis zum nächsten eintreffenden Schaltimpuls, es setzt kein falsches Nachregeln ein. Bei Trabanten oder einem unterbrochenen V-Impuls des synchronisierenden Signals treten Schaltimpulse doppelter Frequenz auf. Um Störungen auf die Regelung zu verhindern, wird jeder zweite Impuls der doppelten Frequenz über die symmetrische Rechteckspannung gesperrt.

Phasenlage der Signale

Bild 6 zeigt die Phasenbeziehung zwischen dem S-Signal vom Taktgeber (a), der symmetrischen Rechteckspannung (c) und der daraus abgeleiteten Dreieckspannung (d) während der Trabanten und der Bildwechselimpulse. Dazu sind phasenrichtig die aus dem externen Synchronsignal abgeleiteten und mit der symmetrischen Rechteckspannung ausgetasteten Schaltimpulse (e) eingetragen.

Auch für die im fremden S-Signal enthaltenen V-Impulse wird über die Phasenregelschleife die richtige Phasenlage eingestellt, wobei diese allerdings noch von den Anfangszuständen abhängt. Um diese Impulse – unabhängig vom Einschaltzeitpunkt – phasengleich zu machen, wird der Setzeingang S (V) für den Zeilenzähler des Video-Impulsgebers S 178A benutzt. Der Setzimpuls muß während des V-Impulses vor der ersten Unterbrechung kommen. Er darf nicht kürzer als 500 ns sein und nicht länger als bis zur Unterbrechung dauern. Der Setzimpuls wird aus dem V-Impuls abgeleitet, der durch Integration des S-Signals gewonnen wird.

Bild 7 zeigt die Phasenlage des Setzimpulses (f) zum S-Signal (a). Die automatische Umschaltung vom quarzgesteuerten auf fremdsynchronisierten Betrieb erfolgt mit einer weiteren Stufe (s. Bild 5). Über diese wird bei Fremdsynchronisation der Oszillator abgeschaltet, der VCO aktiviert und die von letzterem (über einen Teiler 2:1) gelieferte Eingangs-Taktfrequenz dem Video-Impulsgeber zugeführt.

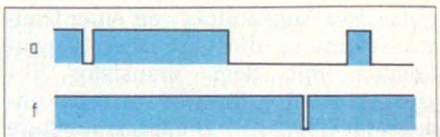


Bild 7. Phasenlage von Setzimpuls und S-Signal; a) fremdes S-Signal mit zwei Vortrabanten und erstem Bildwechselimpuls, f) S(V)-Setzimpuls (etwas 1 µs)

Schaltung zur Fremdsynchronisierung

Die vollständige Synchronisationsschaltung ist in *Bild 8* dargestellt. Sie bildet zusammen mit der Oszillatorschaltung (Bild 2) eine Taktgebereinheit, die bei externen S- oder BAS-Signalen synchrone und bei fehlenden externen Signalen quarzstabile Fernseh-Taktimpulse abgibt.

Im einzelnen arbeitet die Schaltung wie folgt: In der Transistorstufe T 1 werden die S-Impulse vom BAS-Signal getrennt und auf TTL-Pegel umgesetzt. Die nächste Stufe integriert das Signal, so daß alle Impulse unter 1 µs Dauer unterdrückt werden (Störaustastung). Die Erkennung eines S-Signals erfolgt über den Transistor T 2. Hier wird mit großer Zeitkonstante integriert, damit am Ausgang des nachfolgenden Inverters der logische Pegel L erscheint, wenn eine externe Synchronisation vorliegt. Über den Transistor T 3 wird das S-Signal mit einer geringeren Zeitkonstante integriert, so daß am Kollektor von T 3 der V-Impuls über eine digitale Differenzierung zum Setzimpuls S (V) verkürzt werden kann.

Aus den S-Impulsen erhält man durch eine analoge Differenzierschaltung die über T 5 am Gate des Feldeffekttransistors T 6 liegenden Schaltim-

Dipl.-Ing. Reinhard Bräuer (30) studierte Elektrotechnik an der Universität Karlsruhe. Seit 1974 ist er bei Siemens, Gerätewerk Karlsruhe, Abt. Bildtechnik, beschäftigt und dort für die Entwicklung von Fernsehanlagen verantwortlich.

Dipl.-Ing. Johannes Grünert (40) war nach dem Studium der Nachrichtentechnik an der Technischen Universität München bei der AEG in der nachrichtentechnischen Geräteentwicklung und bei Texas Instruments in der MOS-Entwicklung beschäftigt. Seit 1973 ist er bei Siemens für die Entwicklung von ICs für professionelle Anwendungen verantwortlich.

Ing. (grad.) Helmut Güntner (40) studierte Nachrichtentechnik an der Fachhochschule München und war anschließend bei Western Electric mit der Entwicklung nachrichtentechnischer Geräte beschäftigt. Seit 1966 ist er bei Siemens im Vertrieb für integrierte Schaltungen tätig und dort verantwortlich für den Bereich ICs für professionellen Einsatz.

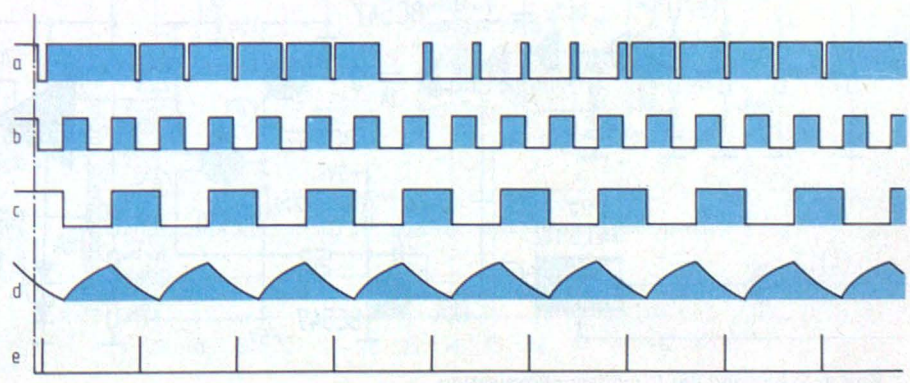


Bild 6. Impulsdiagramm; a) S-Signal, b) eigenes H/2-Signal, c) abgeleitetes H_{sym}-Signal, d) integriertes H_{sym}-Signal, e) Schaltimpulse (vom fremden S-Signal abgeleitet und mit H_{sym} ausgetastet)

pulse. Der Augenblickswert einer Dreiecksspannung, die von einer Integratorstufe mit dem Transistor T 4 kommt, gelangt über T 6 an den Kondensator C (2,2 nF). Die Integratorstufe wird mit symmetrischen Rechteckimpulsen angesteuert, die durch Teilung des H/2-Signals vom Baustein S 178A entstehen. Durch Rücksetzen des Teilers mit H-Impulsen erreicht man eine feste Phasenlage des Rechtecksignals zum S-Signal.

Am Kondensator C steht die Ablagespannung des Phasenvergleichs, die mit dem am Potentiometer R_P eingestellten Sollwert verglichen wird und mit Hilfe eines PI-Reglers die Frequenz des spannungsgesteuerten Oszillators (VCO) regelt. Mit R_P kann eine Phasenverschiebung zwischen fremden und eigenen S-Signalen eingestellt werden, um damit Laufzeitunterschiede in komplexen Fernsehanlagen auszugleichen. Der Verstellbereich, bei dem die PLL-Schaltung noch fängt, beträgt ± 5 µs; das entspricht der Signalverzögerung, die ein etwa 1 km langes koaxiales Kabel hervorruft. Im eingeschwungenen Zustand kann man sogar eine Phasenverschiebung von ± 10 µs erreichen; der Haltebereich der PLL-Schaltung und damit auch der Regelbereich für Synchronsignale mit schwankender Zeitbasis liegt etwa bei diesem Wert. Damit ist auch eine Synchronisation mit BAS-Signalen, die von Videorecordern erzeugt werden, möglich.

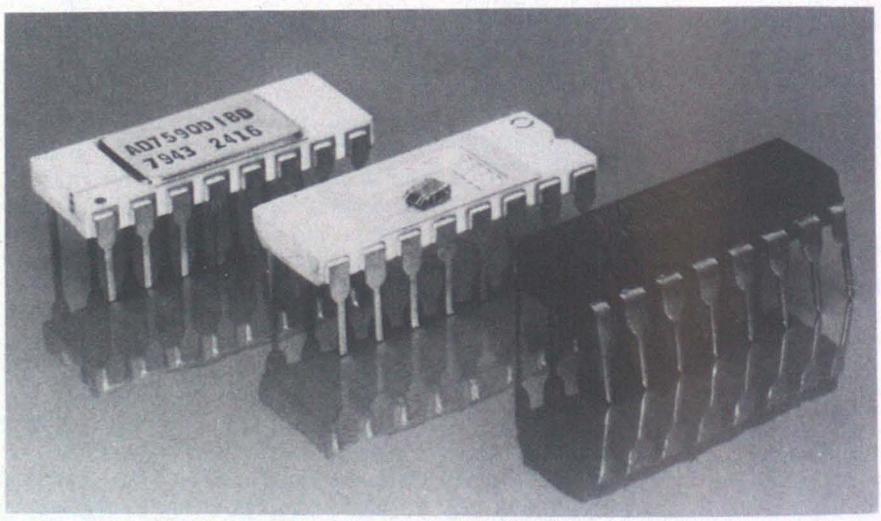
Stichworte zum Inhalt
Fernsehtaktgeber, Video-Impulsgeber S 178A, programmierbare Zeilenzahl, programmierbare Diodenmatrix S 353, Fremdsynchronisation mit PLL-Schaltung.

Integrierte Analogschalter

Mit den Modellen AD 7590 DI, AD 7591 DI und AD 7592 DI (*Bild*) bietet Analog Devices eine neue Serie dielektrisch isolierter CMOS-Analogschalter an. Allen drei Ausführungen gemeinsam ist der Überspannungsschutz von ±25 V (bezogen auf die Versorgungsspannung), die TTL-kompatiblen Digitaleingänge sowie der integrierte Signalspeicher; dieser ermöglicht das besonders einfache Zusammenarbeiten der Schalter mit Mikroprozessoren.

Die beiden ICs AD 7590 DI und AD 7591 DI enthalten je vier voneinander unabhängige einpolige Ein-/Aus-Schalter und unterscheiden sich lediglich im erforderlichen Steuersignal (H oder L). Beide Schalter werden in einem 16poligen DIL-Gehäuse geliefert, das je nach Temperaturbereich (0...+70 °C oder −25...+85 °C) aus Plastik bzw. Keramik ist. Die maximale Einschaltzeit beträgt 380 ns für AD 7590 DI und 760 ns für AD 7591 DI, während die maximale Ausschaltzeit mit 760 ns bzw. 380 ns spezifiziert ist. Der Durchgangswiderstand R_{ON} beträgt max. 120 Ω im gesamten Temperaturbereich.

Das AD 7592 DI enthält zwei voneinander unabhängige Umschalter und wird in einem Plastik- oder Keramikgehäuse – je nach Temperaturbereich – geliefert. Sein Durchgangswiderstand ist auch mit maximal 120 Ω spezifiziert; die maximale Umschaltzeit beträgt 760 ns. Kn.



Abhängig vom Arbeitstemperaturbereich werden die CMOS-Analogschalter mit Kunststoff- oder Keramikgehäuse geliefert (Werkfoto)

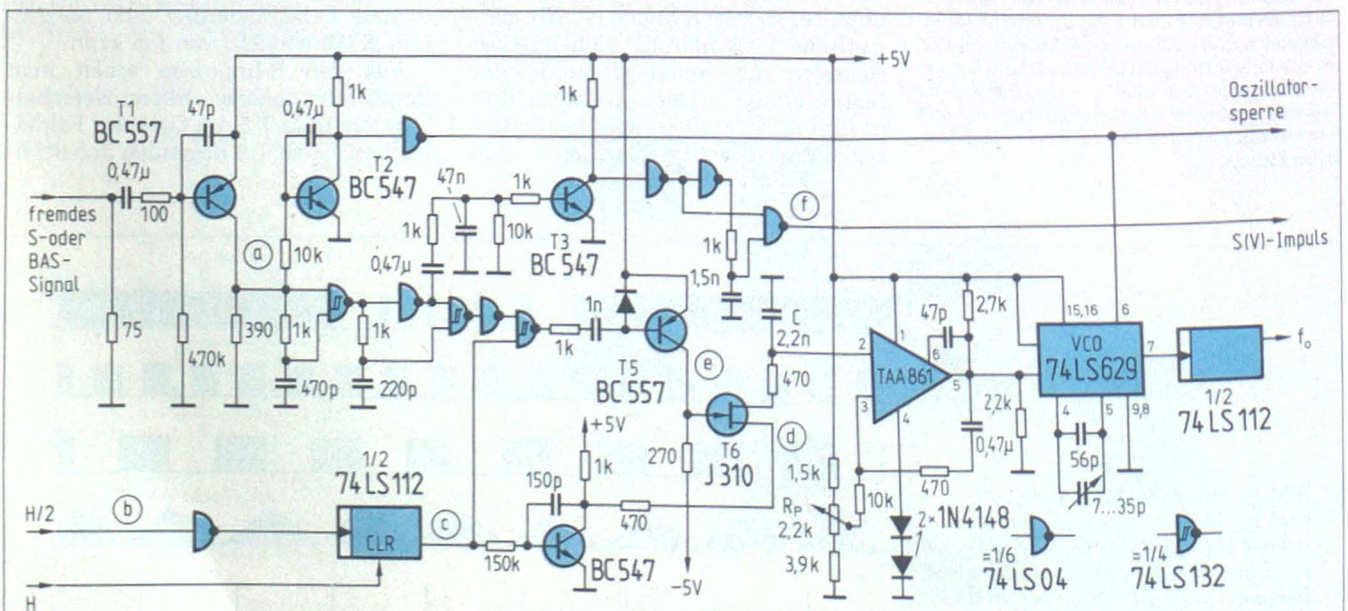


Bild 8. Schaltung der Fremdsynchronisation

Ing. (grad.) Sigismund Radike

TV-Fernempfang für GGA-Anlagen

Die Attraktivität eines Fernseh- und Tonrundfunkverteilnetzes wird in hohem Maße von der angebotenen Programmvielfalt bestimmt. Anlagenbetreiber richten deshalb ihren Blick auch über die eigenen Landesgrenzen und testen die Empfangsmöglichkeiten aus benachbarten Ländern.
Bestimmungsgemäß „leuchtet" jeder Sender „sein" Versorgungsgebiet aus und entsprechend sind Standort, Strahlungsdiagramm und Sendeleistung gewählt. Seine Reichweite unterliegt also vielen Parametern und ist bezüglich verwertbarer Feldstärke begrenzt. Wer ihn über weitere Entfernungen dennoch empfangen will, muß sich gewöhnlich mit einer Reihe herausragender Probleme auseinandersetzen, die im Normalempfangsfall kaum auftreten.

Besonders fällt die niedrige, durchschnittliche Nutzfeldstärke – überlagert von hohen Feldstärkeschwankungen an sich und diese im Extremfall auch noch gegenläufig zwischen Bild- und Tonträger – ins Gewicht. Letzteres ist sehr selten, eher in niedrigen Frequenzbereichen (B I) als in höheren (B V) zu beobachten und erzwingt bei zu hohen Unterschieden den kostspieligen Aufwand getrennter Bild-/Tonträgerregelung. Weitere Erschwernisse bringen hohe „Stör"-Feldstärken in Nachbarkänalen, nicht selten sogar im Empfangskanal.

Ist der Empfang überhaupt möglich?

Um nun die Empfangswürdigkeit eines Fernsenders auszuloten, wird man zunächst seine Feldstärke am Empfangsort rechnerisch abschätzen, ehe mit fortdauernden Feldstärkemessungen begonnen wird. TV-Fernsender sollten wenigsten zu mehr als 90% der Zeit mit > 40 dB Rauschabstand am entferntesten Anschluß einer Anlage zu empfangen sein.

Zunächst ermittelt man die ungefähre „optische Sichtweite" zwischen zwei Antennen in Abhängigkeit von deren Höhen über ebenem Erdboden. Die tatsächliche Entfernung sollte immer innerhalb dieser Sichtweite liegen. Dann ermittelt man den Pegel am Fußpunkt der Empfangsantenne im Falle einer ungestörten Freiraumausbreitung. Leider hat man es nicht nur mit einer Freiraumausbreitung zu tun, sondern es sind die Einflüsse der Luftschichten des „Wetters", der Erdoberflächenbeschaffenheit, ganz besonders Hindernisse und natürlich auch die Erdkrümmung in Betracht zu ziehen. Wenn auch die Wellen durch Beugung und Brechung hinter dem „optischen Horizont" weitergeleitet werden, so entstehen doch erhebliche Zusatzverluste, die zur Freiraumdämpfung addiert werden müssen.

Ein Beispiel

Ein reales Beispiel möge die Verhältnisse veranschaulichen: Der Sender Kleve ist von einem Antennenstandort in Amsterdam 117 km entfernt. Er strahlt auf Kanal 46 mit 40 kW in diese Richtung.

Die Empfangsantenne hat einen Gewinn von 18,5 dB und befindet sich 150 m über NN. Die Sendeantenne hat eine Höhe von 197 m über NN. Aus diesen Daten errechnet sich die „Sichtweite" zu:
$D/km = 3{,}55\ (\sqrt{150} + \sqrt{197}) \approx 93$ km.
Auch wenn man mit dem „effektiven Erdradius" (Wert 4,12 ≙ 4/3 R) rechnet, ergeben sich erst 108 km Reichweite. Es sind also einige Abstriche zu machen.

Doch zunächst zum Empfangspegel, der sich rechnerisch bei Freiraumaus-

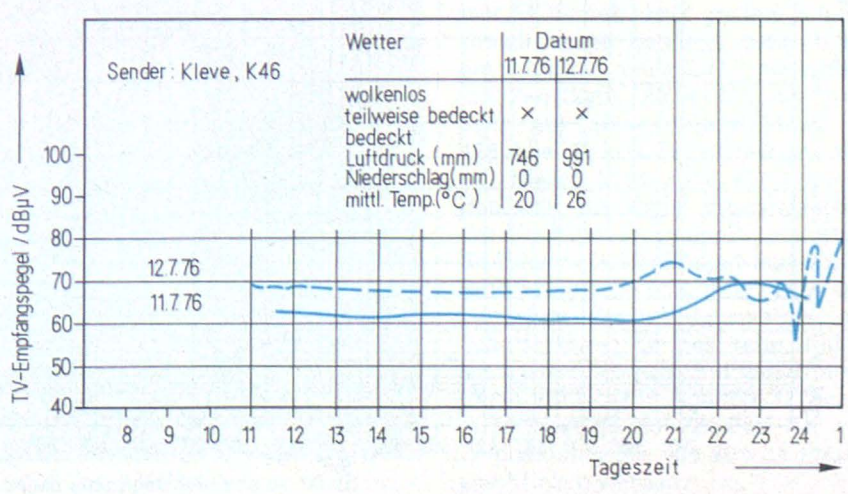


Bild 1. Der zeitliche Verlauf der Feldstärke kann an zwei aufeinanderfolgenden Tagen recht unterschiedlich sein

breitung mit ca. 77 dBµV ergeben würde. Das ist ein sehr guter Wert, der ein Ermitteln von Zusatzdämpfungen des Funkfeldes insofern unnötig macht, als diese nun unter der Prämisse, den Antennengewinn nötigenfalls noch um 10 dB steigern zu können, getrost bis auf 40 dB kommen könnten – ein Wert, der erfahrungsgemäß nur bei ganz ungünstigen Gelände- bzw. Ausbreitungsverhältnissen erreicht wird.

Es sei nicht verschwiegen, daß gerade die Ermittlung der Zusatzdämpfungen eine umfangreiche Arbeit darstellt. Sie setzt z. B. eine genaue Kenntnis des überbrückten Geländeprofils voraus. Mit Hilfe von Tabellen wurden die Zusatzdämpfungen auf 20...26 dB geschätzt. (Tatsächlich wurden über 95% der Zeit ≧ 60 dBµV gemessen.)

Spätestens hier taucht die Frage auf, wie und womit man Langzeit-Fernempfangsmessungen einfach, effektiv und kostengünstig bewerkstelligt.

Langzeit-Fernempfangsmessungen

Elegant ist sicher der Einsatz eines rechnergesteuerten Spektrumanalysators, aber wer bindet schon gern derart effiziente Meßgeräte auf längere Zeit. „Längere Zeit" ist übrigens gleichbedeutend mit „mehreren Wochen", möglichst zu verschiedenen Jahreszeiten, wenn sich ein umfassender Überblick auftun soll. Eine ebenso simple wie in ihrer Wirkung verblüffende Meßmethode, die sogar einen optischen Eindruck vermittelt, ist die folgende:

Die zu messenden Signale werden auf einem Frequenzanalyser abgebildet und zusammen mit der Tageszeit fortlaufend fotografiert. Die Kamera belichtet mittels Timer alle 30 Sekunden ein Bild, und rafft so das „Tagesgeschehen" zu einem 3-Minuten-Film zusammen.

Diese Methode hat die Vorteile, daß zum betrachteten Kanal auch seine Umgebung beobachtet wird (Störfrequenzen!), daß auch Kurzzeitschwankungen erfaßt werden, daß Änderungen zwischen Bild und Tonträger erkannt werden und zum Zwecke der Statistik eine sehr große Zahl von Einzelmessungen – relativ billig gewonnen – zur Verfügung stehen. Das Auswerten ist freilich eine Fleißarbeit. Es hat sich als nützlich erwiesen, zu den Pegeldaten auch die täglichen Wetterdaten zu erfassen. *Bild 1* zeigt die Auswertung zweier Tagesgeschehen im Kanal 46.

Sinnvolle Antennenplanung

Die Praxis hat gezeigt, daß es sinnvoll ist, für das Messen die Antennen möglichst schon so auszulegen, wie sie später voraussichtlich benötigt werden, das gilt besonders dann, wenn der Nutzkanal bei Überreichweitenempfang durch andere Sender gleicher Frequenz gefährdet wird.

Im Falle Kleve war z. B. Störmöglichkeit durch den 250 km entfernten Sender Bielefeld, ebenfalls Kanal 46, vorauszusehen, woraufhin bereits die Meßantenne eine ausgeprägte Absenkung bei 325° um 25 dB erhielt. Der Störfall trat auch bei einer extremen Hochdruckwetterlage wie erwartet ein, und dank der definierten Vorgabe ließ sich ermitteln, daß weitere 10 dB ausreichenden Störabstand bringen würden. Bei der endgültig verwendeten Antenne wurde diese „Nullstelle" auf 35 dB getrimmt *(Bild 2)*.

Es ist, wie man sieht, einer der Vorteile von Richtantennen, die aus der Zusammenschaltung mehrerer Einzelantennen bestehen, daß mit ihnen Nullstellen-Manipulation möglich ist. Die für Fernempfang häufig verwendeten Parabol-Antennen bieten diesen Komfort nicht, und da sie bei gleichem Gewinn zudem noch weit höhere Windlast erzeugen, kann man ihnen auch bei evtl. Preisvorteilen nicht generell den Vorzug einräumen.

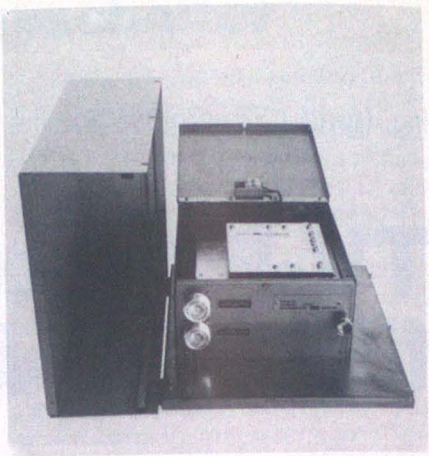


Bild 3. Professioneller Vorverstärker für Außenmontage. Bei einer Verstärkung von 20 dB wird der Frequenzbereich 470...860 MHz überstrichen. Das Rauschmaß beträgt 3 dB, der maximale Eingangspegel 100 dBµV

Wer Weitempfang praktizieren will, tut also gut daran, vor allem der Antenne die größte Bedeutung beizumessen. Sie ist schließlich „der" rauschfreie Verstärker und aufgrund ihrer Richtschärfe gleichzeitig auch verzerrungsfreier Selektor.

Letzter Ausweg: Das gesteuerte Videofilter

Es gibt, wenn man trotz aller gezogenen Register immer noch „Waschbretter" erlebt, ein technisches Raffine-

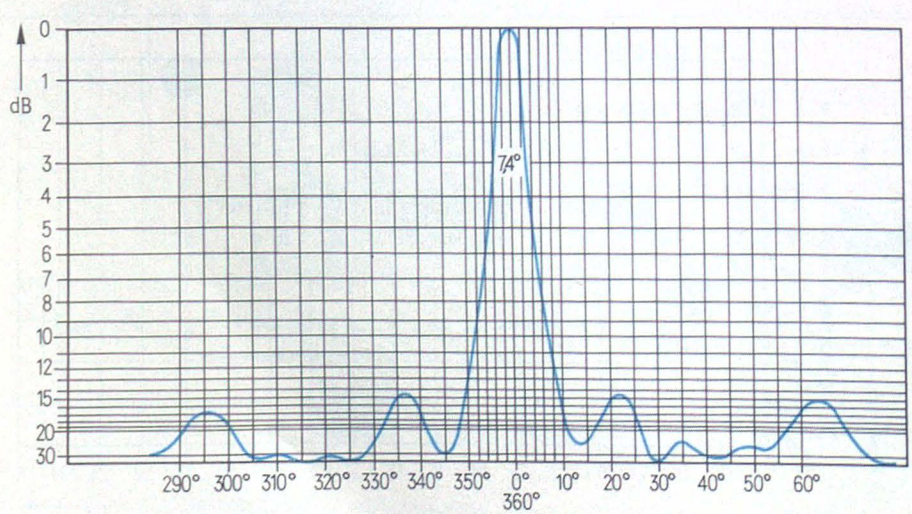


Bild 2. Horizontaldiagramm eines Antennenfeldes mit einem Gewinn von 26,5 dB über einem Dipol. Die Ausblendung von Gleichkanal-Störungen kann dabei durch die ausgeprägten Nullstellen erfolgen

ment, das einem noch mal an die 15...20 dB weiter bringen kann: Ein gesteuertes Video-Filter, mit dem die störende „Waschbrett-Frequenz", nämlich die Versatzfrequenz zwischen Nutz- und Störsender, unterdrückt wird. Um das Filter optimal abstimmen zu können, müssen die Frequenzen der beteiligten Sender sehr genau bekannt sein. Da die Störung im Video-Bereich „ausgefiltert" wird, sind Demodulator und Modulator erforderlich – ein zwar nicht geringer, aber für GGA-Anlagen vertretbarer Aufwand.

Solange sich der Empfang in noch quasi-optischer Sichtweite zum Sender vollzieht, kann man mit relativ konstanten Feldstärken rechnen. Abends nimmt die Feldstärke zu. Schwankungen, insbesondere kurzzeitige um ± 10...15 dB, treten bei Hochdruckwetterlagen auf, sind aber kein Problem für die Regeleinrichtung solider TV-Kanalprozessoren. Bei zunehmend größeren Entfernungen wird allerdings die Feldstärke mehr und mehr von den momentanen Leiteigenschaften des zu überbrückenden Raumes, insbesondere der diversen Luftschichten bestimmt, und es kann zu weit höheren Pegeländerungen kommen. Wenn dann der Antennenpegel zu hoch, und deshalb der eigentliche Regelbereich überschritten wird, muß ein elektronisches Dämpfungsglied für zusätzliche Abschwächung sorgen.

Es kann zudem paradoxerweise aber durchaus so sein, daß der über die Zeit gesehene „mittlere" Empfangspegel gering ist und es sich zum Ausgleich der Ableitungsdämpfung unbedingt lohnt, vorzuverstärken.

Rauscharm und übersteuerungsfest

In einem solchen Fall muß der einzusetzende Vorverstärker *(Bild 3)* nicht nur sehr rauscharm sondern gleichzeitig übersteuerungsfest sein. Letzteres vor allem dann, wenn die Antenne einen störenden Nachbarkanal noch mit so hohem Pegel aufnimmt, daß andernfalls zu seiner befriedigenden Unterdrückung in den dann erforderlichen vorzuschaltenden Selektionsmitteln schon wieder spürbare Durchgangsdämpfung, respektive Rauschzunahme entstehen würde *(Bild 4)*.

Abschließend sei erwähnt, daß man im Falle übergroßer, zu Moiré führenden Feldstärken, die Oszillatoren eines Kanalumsetzers mittels PLL-Schaltungen an die Frequenz des Störers „anbinden" kann. Es wird, da in einem solchen Fall die Störung im Bild „fest" steht, sich also nicht in Wechselerscheinungen bemerkbar macht, der Eindruck einer beachtlichen Störminderung erzeugt.

Stichworte zum Inhalt

Senderstandort, Strahlungsdiagramm, Nutzfeldstärke, Nachbarkanal-Störung, Freiraumausbreitung, Antennenplanung.

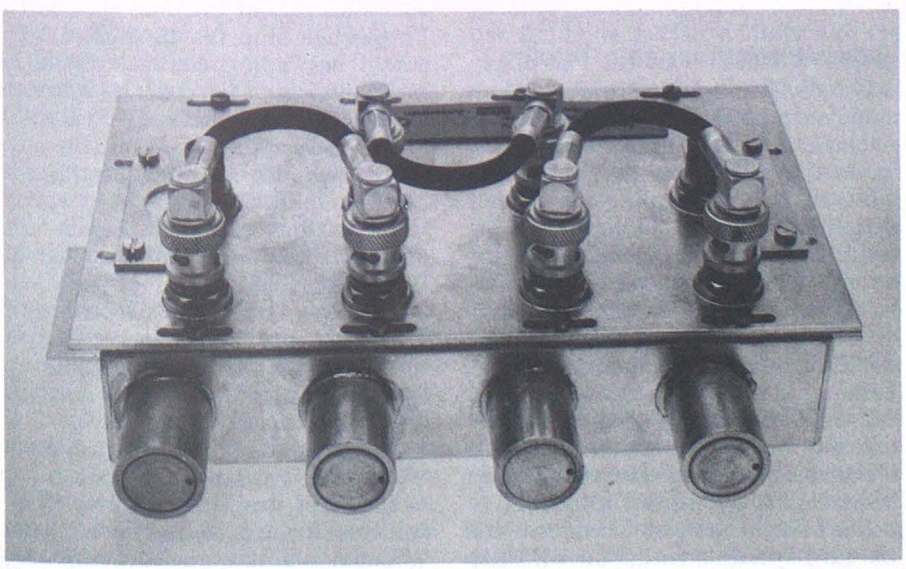


Bild 4. Absorptionsfilter professioneller Bauart haben eine Sperrtiefe von ca. 40 dB

Dunkle Schrift auf hellem Grund

Allein in der Bundesrepublik Deutschland wird derzeit vor rund 300 000 Bildschirmen beruflich gearbeitet, und in wenigen Jahren sollen bereits 1. Mio. Bildschirm-Terminals in Betrieb sein. Die Bundesanstalt für Arbeitsschutz und Unfallforschung geht davon aus, daß 1990 jeder zehnte Arbeitnehmer auf ein solches Gerät angewiesen ist.

Zugleich wird zunehmend gefordert, daß die Abbildung auf dem Bildschirm der Darstellung von schwarzen Buchstaben auf weißem Papier möglichst adäquat ist. Nur so läßt sich auf Dauer vermeiden, daß das menschliche Auge bei häufigem Blickwechsel von der schriftlichen Vorlage auf den Bildschirm und zurück überstrapaziert wird. Deshalb sind die Hersteller bestrebt, die heute üblichen hellen Zeichen auf zumeist dunkelgrünem Hintergrund durch eine Positiv-Darstellung – also dunkle Zeichen auf hellem Grund – zu ersetzen. Das war bisher aber von einem unvermeidlichen, augenermüdenden Helligkeitsflimmern begleitet.

Von Siemens wurde daher ein Schaltungskonzept entwickelt, das mit einer Bildwechselfrequenz von 80 Hz arbeitet. Eine Reihe neuer Bauelemente ermöglicht diese flimmersichere Bildwechselfrequenz mit wirtschaftlich vertretbaren Mitteln und läßt zugleich eine hochauflösende Darstellung mit 2560 alphanumerischen Zeichen zu. Für die 80 Bilder pro Sekunde werden insgesamt 40 Mio. Informationseinheiten über den Videokanal übertragen (zehnmal mehr als beim Fernsehen), von denen 26 Mio. sichtbar erscheinen.

An diesem hohen Informationsfluß sind zum einen neue Leistungstransistoren vom Typ Sipmos (Siemens Power MOS) mit ihrer großen Schaltgeschwindigkeit beteiligt, zum anderen ein ebenfalls neuer 2-D-Transformator mit Ferritkern (AZ 4180), der zusammen mit einer Ablenkeinheit (AZ 4280) bei 45 kHz Zeilenfrequenz arbeitet. Dieser Wert sorgt für kompakte Bauform, niedrigen Innenwiderstand der Hochspannungsquelle und stabile Bildbreiten bei Helligkeitsänderungen. Eine integrierte Schaltung (TDA 4610) korrigiert die Bildgeometrie ohne Schärfeverlust für das helle Bild mit schwarzen Zeichen. Auf dem flimmerfreien Bildschirm können 32 Schriftreihen mit je 80 Zeichen bei einer Zeichenfeldgröße von 80 x 16 Punkten geschrieben werden. Ra.

Telekommunikation in Frankreich:

Erstaunlicher Aufstieg aus der Mittelmäßigkeit

Gérard Théry, Directeur Général des Télécommunications im französischen Postministerium „Wir halten viel von der Freiheit der Kommunikation. Wenn sich ein Bedarf bemerkbar macht, müssen wir ihn befriedigen"

Bis weit in die 70er Jahre hinein galt Frankreich auf dem Gebiet der Telekommunikation als ein unterentwickeltes Gebiet; wer damals Ferngespräche führen wollte, mußte Geduld und starke Nerven haben. Heute hat Frankreich mit der westlichen Welt nicht nur gleichgezogen, sondern es schickt sich an, auf einigen Gebieten erstaunliche Neuerungen in die Tat umzusetzen. Wie es dazu kam – und was noch kommen wird, erfuhr Prof. Karl Tetzner bei einem Gespräch in Paris von Gérard Théry, Directeur Général des Télécommunications, Sécretariat d'Etat aux Postes et Télécommunications. Das Gespräch kam auf Vermittlung von Abel Farnoux zustande.

Thèry gehört zu den jüngeren hochgebildeten, dynamischen Führungskräften, die in manchen französischen Ministerien für frischen Wind gesorgt haben. Die französische Industrie spielt mit, denn die Pläne auf dem Fernmeldegebiet versprechen für die Zukunft lohnende Entwicklungsbeiträge und umfangreiche Produktionen. Beim Telefon hatte sich das schon gezeigt.

Wie eingangs angedeutet, befand sich das französische Telefonnetz jahrzehntelang in einem beklagenswerten Zustand; es bot Generationen von Kabarettisten Stoff, der nie auszugehen schien. Ende der 60er Jahre begann der französische Staat dem Fernsprecher erhöhte Priorität einzuräumen, um aus der unwürdigen Telefonmisere herauszukommen.

Es dauerte aber noch bis 1974, um die Zahl der jährlichen neuen Hauptanschlüsse von bis dahin im Durchschnitt 400 000 wirklich zu erhöhen. 1975 wurde erstmals die Marke von 1 Million neuer Anschlüsse erreicht. 1978 wurde die 2-Millionen-Grenze überschritten, und 1979 wurden 2,74 Mio. neue Anschlüsse eingerichtet. Noch ist der Ausbau in Frankreich nicht beendet, die Telefonversorgung per 100 Einwohner lag Ende 1979 bei 26 gegenüber 31 in der Bundesrepublik, 34 in Großbritannien und 42 in den USA. Im statistischen Durchschnitt mußte der Franzose im Jahr 1979 rd. 16 Monate auf seinen beantragten Hauptanschluß warten; heute nur noch weniger als vier Monate; in Paris beträgt die durchschnittliche Wartezeit noch ganze 16 Tage.

Dieser forcierte Ausbau des Telefonnetzes ist, weltweit gesehen, nichts ungewöhnliches. Das große Telefonjahr in den USA war 1972/73 mit fast vier Millionen neuer Hauptanschlüsse, Japan hatte seine große Zeit zwischen 1972 und 1975 mit anschließendem scharfen Rückgang, England stieg 1976 voll ein, Deutschland ein Jahr früher.

Jedem Einwohner sein Telefon

Gérard Théry ist der Ansicht, daß bis zum Jahre 2000 zumindest in Frankreich ein Hauptanschluß auf jeden Einwohner entfallen wird, denn dann wird die Telekommunikation so viele neuartige Endgeräte anbieten, daß ein solcher Ausbau erforderlich ist. Théry bezeichnete die rechtzeitige Entwicklung der Lichtwellenleiter-Technologie als einen Glücksfall, denn sie stellt Bandbreite zur Verfügung, was im Zeitalter der Digitalisierung unerläßlich ist. Daß seine Vision nicht eintritt, hält er für ausgeschlossen, denn alle elektronischen Endgeräte werden dank Mikroelektronik ständig billiger.

Die neuen französischen Ideen sind im 1975 verkündeten „Plan Télématique" zusammengefaßt. Die Voraussetzung ist der erwähnte rapide Ausbau des Fernsprechernetzes, seine anlaufende Digitalisierung und der Aufbau entsprechender Vermittlungen. Das Ziel ist die Bereitstellung einer Anzahl von elektronischen Diensten, deren niedrige Kosten die Benutzung sowohl von gewerblichen Unternehmen als auch von Privatpersonen erlaubt. Das setzt eine sehr enge Zusammenarbeit zwischen der Fernmeldeverwaltung und der einschlägigen Industrie voraus – sie scheint in Frankreich recht gut zu funktionieren.

Der „Plan Télématique" sieht folgende Dienste vor:

Transpac, ein öffentlicher Datenpaketdienst hoher Bitrate mit automatischen Vermittlungen; seit Ende 1978 im Teilbetrieb.

Telecom 1, der erste französische Nachrichtensatellit für postalischen, aber auch für den öffentlichen Betrieb. Vorgesehen sind für 1983 zwei Telecom 1 im Orbit – einer als Stand by zwischen 7° und 10° West. Hauptunternehmer dafür ist Matra, die Elektronik stellt Thomson-CSF.

Transfax, der Beginn eines integrierten Dienstes für Faksimileübertragung.

Teletel, entsprechend unserem Bildschirmtext, mit einem Großversuch im Bereich von Vélizy bei Paris.

Videotex, in Frankreich Oberbegriff für Teletel und Videotext. Die Decoder für beide Dienste stimmen (analog zur deutschen und englischen Entwicklung) überein.

Telealarm für alte und einsame Menschen: Zunächst ein System mit Notruf über das Telefon durch Drükken einer Taste am Fernsprechapparat, wodurch sofort eine Notzentrale erreicht wird. Später auch die drahtlose

Bild 4. Zusatzgerät für das elektronische Telefonbuch: Ein kleines Gerät zum Bezahlen von Rechnungen mit Hilfe einer codierten Identifikationskarte

Ankopplung eines winzigen tragbaren Senders an das Telefon.

Elektronisches Telefonbuch, zur Zeit im Großversuch im Département Ille et Vilaine (siehe unten).

„Bezahlen aus der Wohnung": Ein Sonderdienst für das Bezahlen von Rechnungen mit Hilfe einer codierten Karte. Er ist gekoppelt mit Teletel

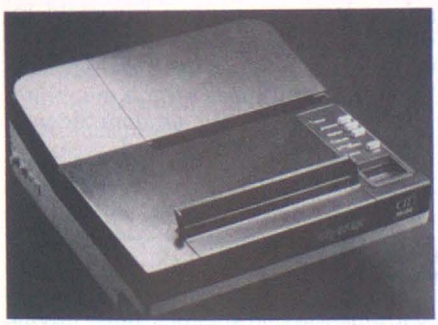


Bild 3. Ein Fernkopierer für jedermann ist in der Einführung begriffen

und z. Z. in 300 Testhaushalten in Vélizy im Einsatz.

Faksimilieübertragung für jedermann, wird noch in diesem Jahr eingeführt. Der Preis für das Endgerät dürfte sich auf 2000 Franc einpendeln, wenn die Massenfertigung angelaufen ist. Z. Z. gibt es unterschiedliche Modelle von CIT-Alcatel Matra, Sagem und Thomson. Théry schätzt den nationalen Markt im Jahre 1990 auf eine Million Anschlüsse.

Telekonferenz, ein seit 1976 gelegentlich erprobter Konferenzversuch, bei dem sich die Partner nicht nur hören, sondern auch sehen können. Es begann mit dem Caducee-Netz, das z. Z. mehr als 50 Studios in Frankreich verbindet, von denen aus Konferenzen abgehalten werden können – bisher nur Sprachübertragung und die Fax-Übermittlung von Dokumenten. In Paris wird gegenwärtig die nächste Stufe erprobt, die die visuelle Verbindung der Teilnehmer einschließt.

Videophon, ein Bildtelefonsystem, das z. Z. in Biarritz versuchsweise eingeführt wird (siehe unten).

Neben den erwähnten Diensten sind weitere in Vorbereitung, u. a. ein umfassendes nationales Buchungsnetz für Reisebüros, ein elektronisches Buchungsnetz für Banktransaktionen und ein Verkaufsterminal für Ladengeschäfte, mit dem u. a. die Bonität eines auf Kredit kaufenden Kunden per Tastendruck von der Bank zu erfahren ist.

Besonders interessant: Bildtelefon und elektronisches Telefonbuch

Beide Neuerungen werden – zunächst in Testbezirken – bereits eingeführt. In Biarritz werden zur Zeit die Lichtwellenleiterverbindungen von der Videoschaltzentrale zu den 2500 für den Bildtelefon-Versuchsbetrieb vorgesehene Haushalten verlegt. Die Kosten, auch für die Endgeräte, werden von der französischen Postverwaltung getragen. Besonders aufwendig ist die Videovermittlung, wir hörten ähnliches von der Anlage in Berlin, wo 24 Testhaushalte über LWL an eine Zentrale für die Verteilung von Hörfunk- und Fernsehprogrammen angeschlossen worden sind.

In Biarritz sind die Vorbereitungen im vollen Gange. Nun kommt es auf die Akzeptanz an. Sie wird entscheiden, ob dieser Dienst eines fernen Tages regulär in ganz Frankreich angeboten werden soll.

Dazu meint Gérard Théry: „Am Anfang dieses Jahrhunderts waren die Menschen fasziniert von der Möglichkeit, sich fernmündlich zu unterhalten. Am Ende des Jahrunderts wird die gleich Faszination von dem Gedanken an eine bildtelefonische Verbindung zum Mitmenschen ausgehen." Immer wieder betonte Théry, daß die Endgeräte in zehn Jahren zu einem Bruchteil des heutigen Preises zu haben sein werden. Der LWL-Anschluß in Biarritz soll gleichzeitig zur Übertragung von Hörfunk- und Fernsehprogrammen und aller übrigen in der Erprobung befindlichen Dienste benutzt werden, eine Vorstufe zur breitbandigen Verkabelung der Nation.

Neu ist das elektronische Telefonbuch (annuaire électronique), für den ein Großversuch im Departement Ille et Vilaine läuft. Das Endgerät besteht aus einem Schwarzweiß-Bildschirm und einem relativ einfachen Keyboard, zusammengefaßt zu einem Gerät von rd. 20 cm x 20 cm x 20 cm. Es wird an den Fernsprechapparat angeschlossen und ersetzt sowohl das Telefonbuch als auch die Fernsprechauskunft. Der Benutzer tippt den Namen und möglichst auch den Vornamen des gewünschten Teilnehmers ein. Das Gerät, angeschlossen an den zentralen Auskunftscomputer der Post, nennt ihm auf der Bildröhre die Rufnummer.

Bei der Vorführung in Paris wollten wir den Computer ein wenig ärgern und fragten nach einem Monsieur Dupont in St. Malo, Dpt. Ille et Vilaine. Rückfrage des Computers: Vorname bitte! Auch den gaben wir ein, und dann wurde gefragt, ob wir alle 71 Duponts mit dem gleichen Vornamen genannt haben wollen oder nicht lieber die Straße angeben wollten. Das taten wir, und dann hatten wir nur noch die Auswahl unter den zwei André Dupont in der betreffenden Straße.

30 000 t Papier einzusparen

Gérard Théry gab uns eine einleuchtende Begründung für die geplante Umstellung von Telefonbüchern und Fernsprechauskunft auf Bildschirmterminals: „1979 haben wir in Frankreich für den Druck der Fernsprechbücher 30 000 t Papier verbraucht. Weil wir im Durchschnitt in jedem Jahr zwei Millionen neue Teilnehmer in die Bücher aufnehmen müssen, erhöht sich der Papierverbrauch sprunghaft, er wird 1985 bei 100 000 t liegen. Was die Fernsprechauskunft angeht, so beschäftigen wir dafür 4500 Mitarbeiterinnen und 400 Aufsichtspersonen. Zwar kostet in Frankreich jede Nummernauskunft 2 FF, aber dieser Betrag deckt keinesfalls die echten Kosten." Ein weiterer Vorteil ist, daß der Auskunftscomputer sehr schnell alle Änderungen und Neuanschlüsse erfaßt, beim jährlichen erscheinenden Telefonbuch ist die mangelnde Aktualität oft ein Ärgernis.

Einige Vergleichszahlen für die Bundesrepublik nannte uns das Bundespostministerium: „In der Fernsprechauskunft sind 7300 Mitarbeiter beschäftigt. Die 65 Auskunftszentralen geben gegenwärtig jährlich rd. 200 Mio. Auskünfte, jede verursacht im Mittel 2 DM Kosten. Jährlich druckt die Post 21 Mio. Fernsprechbücher im Wert von 130 Mio. DM"[1]).

Die Endgeräte für diesen Dienst, der in Ille et Vilaine bis 1983 250 000 Haushalte erfassen soll, werden von

[1]) Die Deutsche Bundespost erwägt dem Vernehmen nach ähnliches, jedoch mit dem Heimfernsehgerät als Display via Bildschirmtext (BTx). Das setzt naturgemäß die generelle Einführung von BTx und dessen rasche Verbreitung voraus.

Bild 2. Das elektronische Telefonbuch, zur Zeit mit einigen tausend Geräten im Versuchseinsatz im Dpt. Ille et Vilaine

den Firmen Matra, STE/LMT (Thomson), Telic (GE-Gruppe) und TRT-Radiotechnique geliefert. Z. Z. gibt es vier unterschiedliche Entwürfe, die nebeneinander erprobt werden.

Die Einführung im genannten Departement soll bis Ende 1992 abgeschlossen sein. Dann werden 4 Mio. elektronische Telefonbücher in den Haushalten stehen. Es wird angestrebt, den Einkaufspreis für die Post unter 400 FF zu legen. Für die französische Industrie eröffnen sich ungeahnte Daueraufträge, überschattet aber durch die Frage nach der Produktion so vieler kleiner und scharf zeichnender Bildröhren. Man weiß, daß auch hier die Japaner auf dem Sprung stehen, die großen Lieferanten zu werden.

Das schnurlose Telefon: In Frankreich zu kaufen

In Frankreich hat man dem schnurlosen Telefon gegenüber eine andere Haltung eingenommen als hierzulande: Man steht diesen Geräten abwartend-wohlwollend gegenüber. Sorgfältig wird untersucht, ob diese Geräte andere Fundkdienste stören können. Benutzt wird der Bereich um 68 MHz, was aber offensichtlich den CEPT-Empfehlungen widerspricht, sie nennen Frequenzbereiche oberhalb von 1 GHz.

Der CB-Funk war bis November 1980 nicht erlaubt, was nicht verhinderte, daß viele Franzosen sozusagen sich illegal damit befaßten: die Schätzungen nannten mindestens 20 000 CB-Funker in Frankreich. Das Verbot wurde mit der Befürchtung begründet, der CB-Funk wäre ein arger Störer anderer Funkdienste. Freigegeben sind jetzt 20 Kanäle, die Leistung darf 2 W nicht übersteigen. Der Betrieb dieser Anlagen wird gegen Zahlung einer geringen Gebühr seit November 1980 genehmigt, es müssen typengeprüfte Modelle benutzt werden.

Eurosignal breitet sich aus

Die Einführung des Eurosignal-Dienstes ist in Frankreich langsamer vorangeschritten als hierzulande. 1982 soll dieser Rufdienst das ganze Land abdecken; auf Grund der bergigen Topographie müssen viele Sender errichtet werden. Das Land ist in eine Anzahl von Regionen aufgeteilt, jede Region wird von einem eigenen Sendernetz bedient. Das setzt voraus, daß die Zentrale des Rufdienstes wissen muß, in welcher Region sich der Gerufene befindet. Benutzt werden die Frequenzen 87,340 MHz, 87,365 MHz, 87,390 MHz und 87,415 MHz. Daher muß der Benutzer an seinem Empfänger stets die richtige Frequenz einstellen. Ansonsten sind die Eurosignal-Systeme in Frankreich und Deutschland identisch.

Man sagt den Franzosen ganz allgemein brillante Ingenieursleistungen nach. Früher haperte es dann oft bei der Durchsetzung in die industrielle und kommerzielle Praxis. Das scheint sich in mancher Hinsicht geändert zu haben. Die skizzierten Entwicklungen sollen zunächst einen großen und stabilen Binnenmarkt schaffen, auf dem aufbauend der Weltmarkt in Angriff genommen werden soll.

Die meisten Fernmeldmärkte sind national fest abgeschottet; in Frankreich ist das nicht anders. Jedoch wächst auf den freien Märkten eine beachtliche japanische und US-amerikanische Konkurrenz heran. Théry befürwortete daher ein enges Zusammengehen der europäischen Fernmeldeindustrie. Sein Parade-Beispiel: Das Hereinholen des großen ägyptischen Telefonausbau-Auftrages durch ein europäisches Konsortium, an dem Siemens und Thomson beteiligt sind.

Karl Tetzner

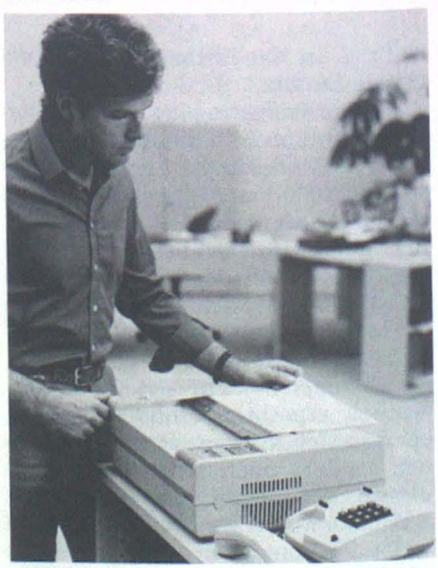
Tinte im Fernkopierer

Bei der Entwicklung des Fernkopierers HF 2040 (*Bild*) setzten Siemens-Ingenieure ein Tintendruckwerk ein; bisher bediente man sich meist der von gewöhnlichen Kopierern bekannten Druckverfahren.

Die Bedienung des HF 2040 ist denkbar einfach und für jedermann rasch zu erlernen. Das Papier wird automatisch eingezogen und nach der Übertragung auch wieder selbständig ausgeworfen. Die Bedientasten sind farblich und mit Symbolen so gekennzeichnet, daß eine Verwechlung nahezu auszuschließen ist.

Das Tintenschreibwerk, das in diesem Bürofernkopierer mit einer Düse arbeitet, bringt dem Anwender deutliche Vorteile. So verschwindet beispielsweise das teuere Spezialpapier. Die sofort trocknende Tinte zeichnet die empfangenen Informationen dokumentenecht und geruchsfrei auf Normalpapier auf; schließlich ist das Schreiben mit Tinte auch noch fast geräuschlos.

Kn.



Der Fernkopierer HF 2040 von Siemens arbeitet mit einem Tintendruckwerk (Werkfoto)

Dipl.-Ing. Ulrich Reimers

Halbleiter kontra Röhre

Vergleich der Bildaufnahmesensoren

Die Ablösung der Super-8-Schmalfilmkamera durch ein elektronisches Videosystem für den Amateur scheitert bisher an der mangelnden Verfügbarkeit der zwei entscheidenden Komponenten: dem kleinen und robusten Videorecorder und der röhrenlosen Farb-Videokamera. Während Miniaturrecorder bisher jedoch nur von drei Firmen demonstriert bzw. angekündigt wurden, haben in den letzten Monaten mehrere Elektronik-Konzerne Prototypen von Farbfernsehkameras mit Halbleiter-Bildaufnehmern vorgestellt, meist allerdings ohne klare Aussagen über Markteinführungstermin und Preis zu wagen. Der vorliegende Beitrag gibt einen Überblick über den Stand der Technik bei den Halbleiter-Bildaufnehmern und versucht, die bisher erreichten Chip-Eigenschaften mit denen von Bildaufnahmeröhren zu vergleichen.

Erste Versuche, die voluminöse, mechanisch anfällige und energiefressende Bildaufnahmeröhre durch Halbleitersensoren zu ersetzen, wurden bereits zu Beginn der 60er Jahre unternommen [1]. Damals konzentrierten sich die Arbeiten auf den Einsatz von Fototransistoren als optoelektronische Wandler, die durch separate Adressierungsschaltungen in X-Y-Anwahl ausgelesen wurden. Die Entwicklung hochauflösender Sensoren gelang auf diese Weise jedoch nicht. Als besonders problematisch erwiesen sich die Verbindungen der Adreßregister mit den eigentlichen Bildaufnahmeflächen durch eine Unzahl von Leiterbahnen sowie die schlechten Störabstände („fixed pattern noise"), die durch starke Streuungen speziell der Stromverstärkungen der einzelnen Transistoren bewirkt wurden. Der Übergang auf Fotodioden als Sensor-Elemente brachte eine deutliche Verbesserung des Störabstandes. Da jedoch bei diesen Bauelementen die Signalauslesung durch die Umladung der sehr kleinen Dioden-Kapazitäten über Leiterbahnen mit sehr viel größerer Kapazität erfolgte – entsprechend einer ungünstigen kapazitiven Spannungsteilung der Signalspannung an der einzelnen Diode –, waren auch hier nur relativ geringe Störabstände zu erreichen. Es wurden Dioden-Bildaufnehmer mit bis zu 64 × 64 Bildpunkten am Markt eingeführt.

Bild 1. Größenvergleich zwischen einem Halbleiter-Bildsensor (links), einer Bildaufnahmeröhre (Mitte) mit zugehöriger Ablenkeinheit (rechts) und einer Streichholzschachtel (unten)

Erste Fortschritte durch CCDs

Völlig neue Impulse erhielt die Entwicklung von Halbleiter-Sensoren durch die Einführung der CCD-(Charge Coupled Device-)Technik [2], bei der die Signalerzeugung und die Signalauslesung in MOS-Kondensatoren erfolgen [3]. Nachdem in der ersten Hälfte der 70er Jahre den CCDs das Feld nahezu allein überlassen blieb, entstanden in den letzten Jahren verschiedene andere Bildsensoren, z. B. CIDs (Charge Injection Devices), XY-Sensoren mit integrierten Fotodioden und Fotoleiter-Sensoren mit XY-Auslesung, bei denen es gelang, durch ausgefeilte Signalverarbeitungs-Techniken die früheren Störabstandsprobleme zu reduzieren. Die Fernseh-Kameratechnik konnte bisher von den neuen Produkten jedoch nur wenig profitieren. Die wenigen derzeit käuflichen SW-Kameras sind vornehmlich als Meßsysteme konzipiert, und erst seit kurzer Zeit wird aus Japan über die Markteinführung von Farbkameras mit Halbleitersensoren berichtet.

Was aber macht Halbleitersensoren überhaupt so attraktiv, und warum wird mehr oder weniger energisch versucht, die in großer Vielfalt vorhandenen, preiswerten und technisch nahezu perfekten Bildaufnahmeröhren wie Vidicons, Plumbicons, Saticons usw. aus möglichst vielen Anwendungsbereichen zu verdrängen? Einen wesentlichen Vorzug der Festkörper-Bildsensoren demonstriert *Bild 1*. Das Volumen eines CCD-Elementes (hier von der Firma RCA) entspricht etwa einem Zehntel des Volumens einer Streichholzschachtel, während eine Bildaufnahmeröhre mit dem zugehörigen Ablenksystem – auch wenn man die heute übliche ⅔-Zoll-Röhre statt der hier abgebildeten 1-Zoll-Röhre betrachtet – deutlich voluminöser ist. Neben den geringeren Abmessungen und dem damit verbundenen geringeren Gewicht spricht die mechanische Robustheit eindeutig für den Halbleitersensor. Zur Ansteuerung werden Niederspannungs-Taktimpulse benötigt, und die leistungsintensive Röhrenheizung und die Hochspannungserzeugung können entfallen. Darüber hinaus erscheint es denkbar, daß bei Großserienfertigung solcher Bauelemente die Herstellungskosten niedriger liegen werden als bei Röhren. Integrierte Bausteine zur Taktansteuerung sind bereits heute für einige Sensortypen erhältlich.

Bildaufnahmeröhren haben noch einen Vorsprung

Bei der Beurteilung der elektrooptischen Eigenschaften liegen die Röhren durchaus – zumindest noch in einigen Punkten – vorn. *Bild 2* stellt im Vergleich das Ausgangssignal einer Bildaufnahmeröhre (oben) und das Signal eines Halbleitersensors mit 312 Bildpunkten pro Zeile (unten) einander gegenüber. Das von beiden Kameras unter Verwendung derselben Optik aufgenommene Testobjekt ist ein sogenannter „Multiburst", eine Struktur aus vertikalen Strichrastern sinusförmiger Helligkeitsverteilung mit von links nach rechts stufenweise zunehmender Frequenz. Tiefpaßfilter hinter den beiden Kameras begrenzen die Bandbreite ihrer Ausgangssignale auf 3 MHz. Die Röhrenkamera liefert daher ein Bild, in dem die in der abgetasteten Vorlage enthaltenen „bursts" von 4...6 MHz einförmig grau erscheinen. Im Gegensatz dazu erzeugt die Halbleiterkamera bei 4, 5 und 6 MHz jedoch

ein Störsignal – im englischen Sprachraum „Aliasing" genannt –, dessen Frequenz zu höheren Strichrasterfrequenzen der Vorlage abnimmt [4]; die Ursache ist in *Bild 3* dargestellt.

Im Gegensatz zur Röhre tastet der Halbleiter-Bildaufnehmer die optische Information durch einzelne Abtastelemente (Bildpunkte) auch in Zeilenrichtung diskret ab. Sein Übertragungsverhalten gehorcht daher dem Abtasttheorem, das heißt, daß ähnlich wie bei der Pulsamplitudenmodulation zusätzlich zu der Nutzsignalinformation im Basisband um Vielfache der Abtastfrequenz ($2 \cdot f_{Nyq}$) herum die gestrichelten Störkomponenten als Seitenbänder entstehen. Eine Eingangsinformation der Frequenz $0{,}5 \cdot f_{Nyq}$ erzeugt daher Signale am Ausgang des Halbleitersensors mit den Frequenzen $0{,}5 \cdot f_{Nyq}$, $1{,}5 \cdot f_{Nyq}$, $2{,}5 \cdot f_{Nyq}$ usw. Ein Tiefpaß der Grenzfrequenz f_{Nyq} kann die Seitenbandkomponenten unterdrücken.

Wenn die Vorlage allerdings eine Frequenz enthält, die oberhalb f_{Nyq} liegt (in Bild 1 gilt: $f_{Nyq} = 3$ MHz), wird daraus u. a. eine Störkomponente mit $f < f_{Nyq}$. Diese erscheint dann hinter dem Tiefpaß und führt zu der in Bild 1 sichtbaren Störstruktur. Zum Beispiel wird aus dem Strichraster-Paket der Frequenz 4 MHz ($\triangleq \frac{4}{3} \cdot f_{Nyq}$) ein Störsignal mit 2 MHz ($\triangleq (2-\frac{4}{3}) \cdot f_{Nyq}$). Störsignale dieser Art wären nur durch einen Tiefpaß vor der Abtastung zu eliminieren. Ein Tiefpaß vor einem Halbleiter-Bildaufnehmer müßte ein optischer Tiefpaß sein; dieser kann jedoch nicht genügend steil ausgebildet werden.

TV-Rundfunk-Standard: Horizontal 600 Bildpunkte

Die Auflösung von Halbleiter-Bildsensoren wird also vor allen Dingen durch die Zahl der realisierten Bildpunkte bestimmt. *Tabelle 1* zeigt, daß die Zahl der Bildpunkte pro Zeile bei den meisten bisher gebauten Elementen zwischen 300 und 400 liegt. Nur ein Sensor übertrifft den für ein Fernsehrundfunk-Signal unter Berücksichtigung eines sogenannten „horizontalen Kellfaktors" [4] minimal benötigten Wert von etwa 600 Punkten pro Zeile.

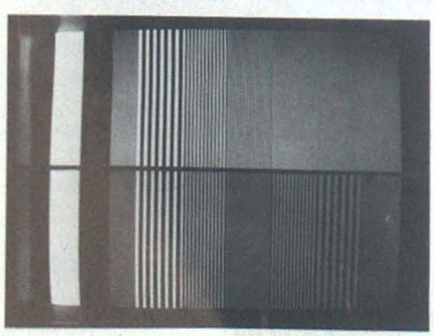


Bild 2. Vergleich der Auflösung einer Bildaufnahmeröhre (oben) mit der eines Halbleiter-Bildsensors. In beiden Fällen beträgt die Signalbandbreite 3 MHz

Der Verlauf der Signalamplitude als Funktion der Frequenz wird als Modulations-Übertragungsfunktion (MTF) bezeichnet. Die MTF eines Halbleitersensors wird durch verschiedene geometrische und physikalische Einflüsse bestimmt. Sie ist wesentlich von der speziellen Ausführungsform des Sensors abhängig. *Bild 4* zeigt exemplarisch die Modulations-Übertragungsfunktion eines Frame-Transfer-CCD-Elementes [5] von RCA. Der Bildpunktzahl von 320 pro Zeile entspricht eine Grenzfrequenz (f_{Nyq}) von etwa 3 MHz. Vergleicht man die gemessenen Modulations-Übertragungsfunktionen mit der rechnerisch ermittelten geometrischen MTF, fällt der durch physikalische Effekte bedingte Abfall deutlich auf. Interessant ist dabei besonders der Einfluß der CCD-typischen Ladungsverschiebungs-Verluste [3]. Diese Verluste führten bei dem gezeigten SCCD-(Surface Channel CCD-)Element sogar zu einer Ortsabhängigkeit der MTF. Durch Wahl einer BCCD-(Burried Channel CCD-)Technik [2] konnten bei seinem Nachfolger diese Effekte jedoch eliminiert werden.

Zusammenfassend ist festzustellen, daß Bildaufnahmeröhren derzeit noch eine höhere Auflösung besitzen als Halbleitersensoren; vor allen Dingen wird bei ihnen die Auflösungsgrenze durch den kontinuierlichen Abfall der MTF und nicht durch eine scharfe Grenzfrequenz bewirkt. Der Verlauf der MTF von Halbleitersensoren im Bereich unterhalb dieser Grenzfrequenz ist bei einigen Typen jedoch bereits mit dem bei Röhren vergleichbar. Die oben genannten Überlegungen gelten – das sei an dieser Stelle bemerkt – nur für die Horizontalauflösung. Die Vertikalauflösung wird bei Röhre und Halbleiter im wesentlichen durch die festgelegte Zeilenzahl bestimmt.

Unterschiedliche Empfindlichkeiten

Ein Vergleich der Empfindlichkeit von Bildaufnahmeröhren und Festkörpersensoren ist außerordentlich problematisch; verschiedene Konzeptionen ergeben unterschiedliche Empfindlichkeiten.

Konventionelle CCD-Bildsensorplatten bestehen aus einem Siliziumsubstrat, über dem mehrere Schichten aus Siliziumdioxid und polykristallinem Silizium liegen. Diese Schichten muß das Licht durchdringen, um in den elektrisch aktiven Bereich zu gelangen, wobei eine stark wellenlängenabhängige Dämpfung auftritt. Speziell der blaue (kurzwellige) Spektralbereich wird dadurch nahezu unterdrückt. Bei Frame-Transfer-CCDs kann dieses Pro-

Tabelle 1: Halbleiter-Bildsensoren: Übersicht über den Stand der Entwicklung (Januar 1981)

Hersteller	Anzahl der Bildpunkte	Bemerkungen
Frame-Transfer-CCD:		
Toshiba	$492_V \times 660_H = 324\,720$	2-µm-Technologie, Laborexemplar
Sony	$490_V \times 570_H = 279\,300$	narrow channel, im „Video Movie"
Matsushita	$512_V \times 486_H = 248\,832$	in BS-702
GEC	$576_V \times 385_H = 221\,760$	„MA 357", europäische Zeilenzahl
Sony	$488_V \times 380_H = 185\,440$	
Toshiba	$512_V \times 340_H = 174\,080$	„TAS III", in IK 2100
RCA	$512_V \times 320_H = 163\,840$	„SID 52501"
Texas Instruments	$490_V \times 327_H = 160\,230$	„TIC 5"
Texas Instruments	$245_V \times 328_H = 80\,360$	virtual phase CCD
Thomson CSF	$290_V \times 210_H = 60\,900$	„THX 1130 B"
Interline-Transfer-CCD:		
Toshiba	$492_V \times 400_H = 196\,800$	⅔-Zoll-Format, Fotodioden-Sensoren
NEC	$490_V \times 384_H = 188\,160$	Fotodioden-Sensoren
Sharp	$488_V \times 385_H = 187\,880$	Fotodioden-Sensoren
Fairchild	$488_V \times 380_H = 185\,440$	„SL 6292 X"
Sony	$492_V \times 245_H = 120\,540$	in XC-1
Andere Sensortypen:		
Matsushita	$506_V \times 413_H = 208\,978$	Fotoleiterplatte mit BBD/CCD-Auslesung
Matsushita	$492_V \times 404_H = 198\,768$	Dioden-Array mit CCD-Auslesung, wird in Farbkamera mit Mosaik-Farbfilter eingesetzt (Photokina 1980)
Hitachi	$485_V \times 384_H = 186\,240$	Fotoleiterplatte mit Matrix-Auslesung in VK-C 1000
Hitachi	$244_V \times 320_H = 78\,080$	Dioden-Array mit Matrix-Auslesung, „HE-97211", in KP-500
General Electric	$244_V \times 248_H = 60\,512$	Preinjection-CID
Philips	$300_V \times 200_H = 60\,000$	Resistive-Gate Sensor
Siemens	$200_V \times 200_H = 40\,000$	Fotodioden-Matrix mit CCD-Auslesung

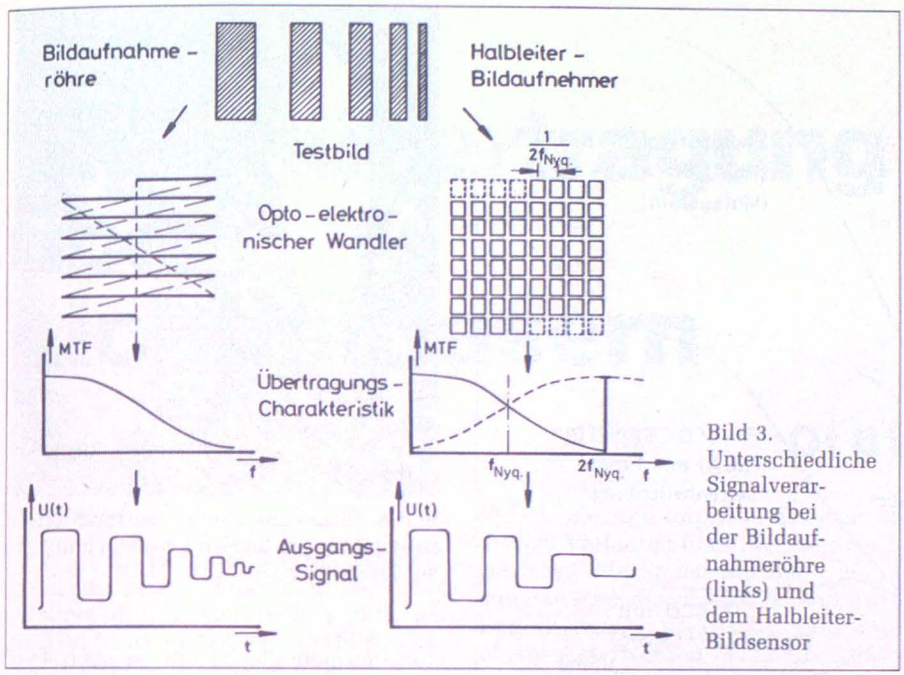


Bild 3. Unterschiedliche Signalverarbeitung bei der Bildaufnahmeröhre (links) und dem Halbleiter-Bildsensor

blem durch die sogenannte Rückseitenbelichtung gelöst werden, allerdings muß das Substrat dazu bis zu einer Dicke von etwa 10 µm (!) abgeätzt werden. RCA geht bei den neueren CCDs diesen Weg. Bei Interline-Transfer-CCDs und bei zahlreichen X-Y-adressierten Sensoren können Fotodioden als optoelektronische Wandler eingesetzt werden. Mehrere Hersteller (*Tabelle 1*) verwenden tatsächlich Fotodioden, und besonders Sharp und Toshiba erzielen so eine ausgezeichnete Gleichförmigkeit der Spektralcharakteristik.

Die Gesamtempfindlichkeit wird darüber hinaus durch die mehr oder weniger geringe Flächenausnutzung beeinträchtigt. Neben den eigentlichen optoelektronischen Wandlern befinden sich auf dem Chip nämlich Bereiche, die zur Signalverarbeitung dienen und damit für die Signalerzeugung ausfallen. Nur wenn man die Wandler-Fläche über der Verarbeitungsschaltung anordnet, kann das auf sie auftreffende Licht völlig genutzt werden. Sensoren, die nach diesem Prinzip arbeiten, sind erst seit etwa einem Jahr bekannt (Hitachi, Matsushita). Diese hier als „Fotoleiterplatten" bezeichneten Elemente besitzen eine integrierte Auslese- und Verarbeitungsschaltung auf Siliziumbasis, auf die eine außerordentlich komplexe Schichtenstruktur abgeschieden wird.

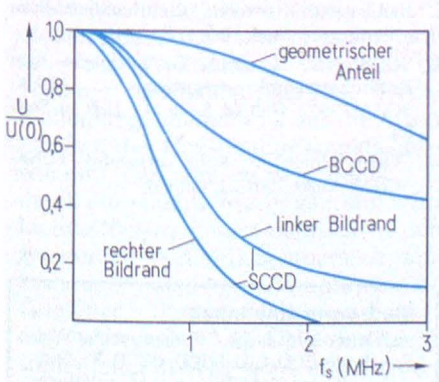


Bild 4. Gemessene Modulations-Übertragungsfunktion eines Frame-Transfer-CCDs bei Verwendung unterschiedlicher Ausleseregister

Diese Schichtenstruktur kann nun jedoch sehr ähnlich zu konventionellen Röhren-Targets aufgebaut werden, so daß dann die Empfindlichkeiten von Fotoleiterplatten denen von Röhren entsprechen. *Bild 5* gibt einen Überblick über die erzielten Spektralcharakteristiken; Plumbicon- und die Multidioden-Charakteristiken sind als Beispiele für Bildaufnahmeröhren eingezeichnet.

Der Begriff „Empfindlichkeit" muß bei Bildaufnehmern stets im Zusammenhang mit dem erzielbaren Störabstand gesehen werden. Auch hier sind die Unterschiede zwischen verschiedenen Halbleiter-Sensoren ganz erheblich. Prinzipiell kann man jedoch sagen, daß Sensoren mit CCD-Ausleseregistern den X-Y-adressierten Sensoren hier überlegen sind. Speziell bei letzteren kommt zu dem eigentlichen Rauschen eine mehr oder weniger starke Störstruktur („fixed pattern noise"), die durch geeignete Verarbeitungsschaltungen eliminiert werden muß. Ein endgültiger Vergleich der Störabstände von Röhren und Halbleiter-Bildaufnehmern erscheint nicht sinnvoll, da de facto jeder einzelne Typ gesondert betrachtet werden müßte.

Das „Blooming" wird jetzt beherrscht

Die Aussteuerungskennlinie der Bildaufnehmer mit Fotodioden oder MOS-Kondensatoren als optoelektronische Wandler ist linear ($\gamma = 1$), bei Fotoleiterplatten ist diese Charakteristik abhängig von den Eigenschaften der Fotoleiterstruktur. Wird ein Halbleitersensor überlastet (Überbelichtung) erscheint ein „Blooming" genanntes Phänomen. *Bild 6* zeigt das Blooming eines Frame-Transfer-CCDs, das sich als Aufblühen des hellen Objektes vorzugsweise in vertikaler Richtung äußert. Die Erscheinungsform und die Intensität des Blooming sind von Sensortyp zu Sensortyp sehr stark unterschiedlich. Das in Bild 6 gezeigte Verhalten ist bei neueren Entwicklungen bereits nicht mehr anzutreffen. X-Y-adressierte Halbleiter-Bildaufnehmer (u. a. die CIDs [2]) lassen keine sichtbare Störung mehr erkennen.

Zum Betrieb eines Halbleitersensors werden verschiedene periphere Baugruppen benötigt. Da es sich bei dem Bildaufnehmer selber jedoch bereits um einen integrierten Schaltkreis handelt, bietet sich die Teilintegration verschiedener Schaltungsteile auf dem Sensor-Chip an. Wie bereits eingangs erwähnt, werden zu einigen Sensor-Typen bereits integrierte Taktimpulsgeneratoren angeboten, die Vereinigung des Fernsehtakt-(Synchronsignal-)Generators mit diesen Taktimpulsgeneratoren auf einem Chip ist bei einigen Herstellern in Arbeit.

Halbleitersensoren in Farb-Videokameras

Tabelle 1 gibt einen Eindruck von der Vielfalt bisher vorgestellter Bildaufnehmer; nur ein Teil der genannten Elemente ist jedoch bereits am Markt eingeführt. Einen (nicht kompletten) Überblick über Farbfernsehkameras mit Halbleitersensoren vermittelt *Tabelle 2*. Auch hier müssen einige der aufgeführten Kameras als Labormuster bezeichnet werden, u. a. [6]. Ziel der Entwicklung für den Consumer-Markt ist die Ein-Chip-Kamera, in der drei Farbauszüge mit Streifen- oder Mosaikfiltern und nur einem Bildaufnehmer gewonnen werden.

Während die Ein-Röhren-Kameras nur mit Streifenfiltern betrieben werden können [7], sind Mosaikfilter für Halbleitersensoren verwendbar und bei geschickter Auslegung auch die bessere Lösung; anders als bei Röhren ist durch die Integrationstechnik der Ort eines Bildpunktes auf einem Halbleitersensor nämlich genau definiert.

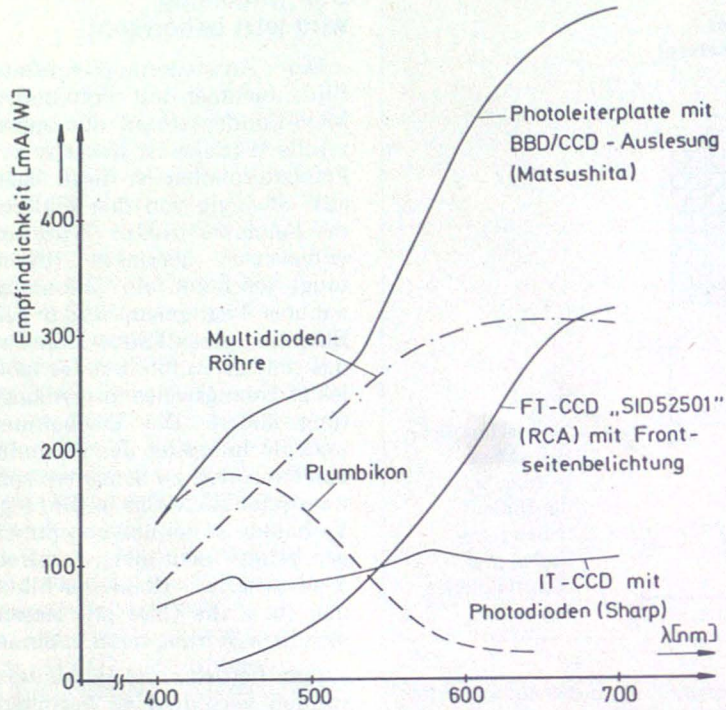


Bild 5. Vergleich der spektralen Empfindlichkeiten verschiedener Halbleiter-Bildsensoren mit konventionellen Bildaufnahmeröhren

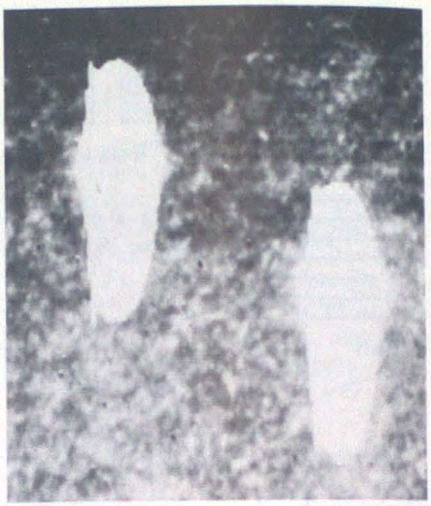


Bild 6. Dieser „Blooming" genannte Effekt entstand bei der lokalen Überbelichtung eines Frame-Transfer-CCDs

In naher Zukunft konkurrenzfähig

Ein Blick in die Zukunft soll diesen Beitrag abschließen. Es erscheint wahrscheinlich, daß die an einen Halbleiter-Bildaufnehmer zu stellenden Auflösungsanforderungen – auch für eine Ein-Chip-Farbkamera – in kurzer Zeit erfüllt werden können. Ein von Toshiba im Labor hergestellter Sensor mit 660 Bildpunkten pro Zeile zeigt hier den Weg, auch wenn einschränkend die Reproduzierbarkeit der verwendeten 2-µm-Technologie zumindest vorläufig noch fraglich erscheinen muß. Immerhin hat Texas Instruments – allerdings nicht für konventionelle Video-Anwendungen – ein Element mit 800 × 800 Bildpunkten gebaut.

Wer darüber hinaus die von Sony mit der „Video Movie" [8] genannten Farbfernsehkamera gewonnenen Bilder begutachten konnte, wird zugestehen, daß ihre Qualität nicht mehr weit von der in heutigen Consumer-Systemen üblichen entfernt ist. Nachdem außerdem die Blauempfindlichkeit bei einigen Sensortypen ausreichend hoch erscheint, sind es wohl noch zwei Kriterien, die der breiten Einführung der Halbleiter-Farbfernsehkamera entgegenstehen: die Ausbeute bei der Sensor-Fertigung und – in Zusammenhang damit – der Preis. Halbleiter-Bildaufnehmer stellen enorme Anforderungen an die Herstellungs-Technologie, denn immerhin müssen Bildsensoren mit der enormen Fläche von je nach Typ etwa 25 mm² bis 150 mm² völlig fehlerfrei hergestellt werden. Wann der Gestehungspreis also z. B. einmal die 100-DM-Grenze unterschreiten wird, steht noch in den Sternen.

Tabelle 2: Farbfernsehkameras mit Halbleiter-Bildsensoren: Übersicht über den Stand der Entwicklung (Januar 1981)

Hersteller	Anzahl der Sensoren	Sensor-Prinzip	verwendeter Strahlenteiler	Bemerkungen
RCA	3	CCD	Prisma	
Hitachi	3	XY	Prisma	„KP 500"
Sony	2	CCD	Prisma/Streifenfilter	„XC-1"
Toshiba	2	CCD	Prisma/Streifenfilter	„IK 2100"
TU Braunschweig	2	CID	Prisma/Streifenfilter	Laborsystem
Hitachi	1	Photoleiter	Mosaikfilter	„VK-C 1000"
Matsushita	1	Photoleiter	Mosaikfilter	
Sony	1	CCD	Streifenfilter	„Video Movie"
Toshiba	1	CCD	Mosaikfilter	

Literatur

[1] *White, M. H.*: History of Solid-State Imaging in Jespers et al.: Solid-State Imaging. NATO Advanced Study Institutes Series Noordhoff-Leyden (1976).

[2] Ladungsverschiebeelemente ES 32. FUNKSCHAU 1980, Heft 15, Seite 61; Heft 16, Seite 73; Heft 17, Seite 85.

[3] *Brand, G.; Reimers, U.*: Fernseh-Bildaufnahme und Bildverarbeitung mit Halbleitersensoren. Fernseh- und Kino-Technik 1980, Heft 5, Seite 149.

[4] *Reimers, U.*: TV-Cameras Using Point Source Raster Imagers. International Conference on Electronic Imaging, Digest of Technical Papers, Washington (1980).

[5] CCDs für Videokameras: FUNKSCHAU 1981, Heft 1, Seite 9.

[6] *Reimers, U.*: Farbfernsehkameras mit zwei Halbleiter-Bildsensoren. Rundfunktechnische Mitteilungen 1980, Heft 1, Seite 12.

[7] *Schönfelder, H.; Bock, G.*: Einröhren- und Zweiröhren-Farbkamerasysteme. FUNKSCHAU 1975, Heft 18, Seite 111; Heft 19, Seite 59.

[8] „Video Movie" in Köln vorgeführt. FUNKSCHAU 1980, Heft 22, Seite 9.

Stichworte zum Inhalt
Halbleiter-Bildsensor, Bildaufnahmeröhre, Fotodiode, CCD, CID, SCCD, BCCD, XY-Sensor, Aliasing, Auflösung, Modulations-Übertragungsfunktion, Frame-Transfer, Interline-Transfer, Empfindlichkeit, Störabstand, Blooming, Streifenfilter, Mosaikfilter.

Signalübertragung über Lichtleitfasern

1. Teil

Ot 81

1 Prinzip

Von dem gesamten Gebiet der elektromagnetischen Strahlung wird der Wellenlängenbereich von 1 mm bis 100 nm zur optischen Strahlung gerechnet. Er wird unterteilt in
die UV-Strahlung: 100...380 nm,
die sichtbare Strahlung: 380...780 nm und
die Infrarot-Strahlung: 780...10^6 nm (1 mm).

Welche Wellenlängen davon in der Praxis für eine Signalübertragung benutzt werden, hängt sowohl von den technischen Möglichkeiten, sie zu erzeugen, weiterzuleiten und zu empfangen, als auch von den gestellten Aufgaben ab.

Eine freie Übertragung durch die Atmosphäre scheidet in vielen Fällen aus. Durch Nebel, Regen und Staubteilchen wird der Strahl gestreut und die Reichweite verringert. Diese Schwierigkeiten werden bei einer leitungsgebundenen, optischen Signalübertragung vermieden. Der prinzipielle Aufbau dafür ist in *Bild 1* dargestellt. Wie bei jeder nachrichtentechnischen Verbindung gibt es auch hier einen Sender, eine Übertragungsstrecke und einen Empfänger.

Als Sender werden bei einer optischen Nachrichtenverbindung Leuchtdioden (LED) und Laser eingesetzt, die bei einer Wellenlänge von 800 bis 1600 nm betrieben werden. Dieser Wellenlängenbereich ist auf die Eigenschaften des Übertragungskanals abgestimmt, der im vorliegenden Fall durch eine Lichtleitfaser gebildet wird. Lichtleitfasern zeigen nämlich in dem genannten Wellenlängenbereich eine besonders niedrige Dämpfung. Als Empfänger dienen Halbleiter-Fotodioden (Abschnitt 3.3). Über den Lichtwellenleiter (LWL) wird ein digitales oder analoges Signal übertragen.

Zur Modulation des Trägers benutzt man vielfach das sehr vorteilhafte Pulscode-Modulationsverfahren (PCM) [29]. Die Impulse, die man bei diesem Verfahren überträgt, werden in gewissen Abständen auf der Übertragungsstrecke regeneriert, so daß große Entfernungen praktisch rauschfrei überbrückt werden können. Dieses Modulationsverfahren ist damit gegen Verzerrungen und Störungen bei der Übertragung sehr unempfindlich. Schließlich lassen sich mehrere Nachrichtenkanäle (Impulsfolgen) unter Anwendung des Zeitmultiplexverfahrens ineinander verschachteln.

Natürlich darf dabei nicht übersehen werden, daß die digitale Übertragung eine höhere Bandbreite als die entsprechende analoge verlangt. Deshalb rüstet man optische Übertragungssysteme auch mit analoger Übertragung aus. Dabei wird der Strahlungsgeber mit einem Vorstrom (Gleichstrom) betrieben, so daß sein Arbeitspunkt im geradlinigen Kennlinienteil liegt.

Man kann in diesem Fall auch mit einer Spannung/Frequenz-Umsetzung arbeiten. Ein solches Verfahren ist besonders für die Meß- und Überwachungstechnik interessant, da hier Frequenzen unterhalb 30 Hz, also sich nur langsam ändernde (Gleichspannungs-) Signale, verwendet werden. In diesem Frequenzgebiet macht die Analogübertragung jedoch Schwierigkeiten. Man kann diese durch die genannte Umsetzung umgehen, wobei man z. B. Pulsfolgefrequenzen im Bereich 1,5...5 MHz benutzt und Übertragungsfehler von $< \pm 0{,}1$ % erreicht [1, 2, 3, 6, 8, 17, 21].

2 Vorteile des Glasfaser-Lichtwellenleiters

- Der Glasfaser-Lichtwellenleiter bietet folgende Vorteile:
  Geringes Gewicht und geringe Abmessungen im Vergleich zu üblichen Kupferleitungen; hohe Zugfestigkeit, die durch Umhüllen der Faser mit einem Plastikmantel erreicht wird;
- stabil gegen mechanische Beanspruchung, wenn mehrere Glasfasern zu einem Bündel (Lichtleiterkabel) vereinigt werden; unempfindlich gegen Feuchtigkeit und Korrosion; für die Umhüllung wird z. T. Kevlar (ein sehr fester Kunststoff) verwendet;
- Glas ist ein unbegrenzt vorhandener Rohstoff; 1 g Glas ersetzt etwa 10 kg Kupfer;
- große Übertragungskapazität, geringe Dämpfung, großes Bandbreiten-Entfernungs-Produkt (>1 GHz·km);
- Potentialtrennung zwischen Sender und Empfänger, keine Erdschleifen;
- unempfindlich gegen äußere, auch starke elektromagnetische Felder und gegen Temperaturschwankungen (keine Temperaturabhängigkeit der Leitungsdämpfung);
- kurzschlußsicher, abhörsicher; die Leitungen besitzen kein Eigenfeld, es gibt also kein Übersprechen und kein kontaktloses Abhören;
- bei Kabelbruch und an den Kontaktstellen (Spleiß- und Verzweigungsstellen) keine Funkenbildung [2, 4, 5a, 7, 15 und Elektronik 1975, Heft 6, S. 3]

3 Die Komponenten eines optischen Nachrichtenübertragungssystems

3.1 Der Lichtwellenleiter (LWL), der Leiter für optische Strahlung

Im folgenden sei unter Lichtwellenleiter (LWL) stets ein Glasfaser-Lichtwellenleiter verstanden. Für die Verwendung eines LWL sind drei Eigenschaften wichtig:

- Gute Führung der Strahlung im LWL, d. h. es sollen keine Verluste durch seitliches Abstrahlen entstehen;
- niedrige Dämpfung (Abschnitt 3.1.2);

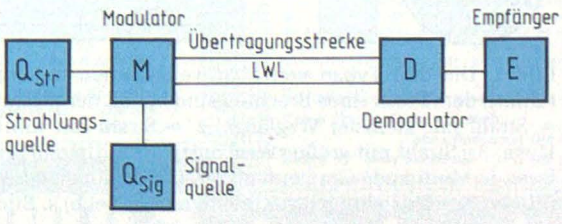


Bild 1. Blockschaltung einer optischen Nachrichtenübertragung [1, 2]

○ geringe Dispersion[1]); sie ist verantwortlich dafür, ob die Impulse am Ende der Leitungsstrecke verschmiert oder in ursprünglicher Form empfangen werden können. Die Dispersion bestimmt also die Verbreiterung eines Strahlungsimpulses und damit die mögliche Übertragungsbandbreite (Abschnitt 3.1.3).

3.1.1 Die Grundtypen der LWL

Man unterscheidet im allgemeinen drei LWL-Typen (*Bild 2*): die Multimode-Stufenprofilfaser (vielwellige Stufenprofilfaser), bei der die Strahlungsleitung durch Totalreflexion erfolgt (*Bild 2a*), die Multimode-Gradientenfaser (vielwellige Gradientenprofilfaser), bei der die Strahlungsführung durch Brechung (Refraktion) erfolgt (*Bild 2b*) und die Monomode-Stufenprofilfaser (einwelliges Stufenprofilfaser), bei der man von Wellenführung spricht (*Bild 2c*).

Die Multimode-Stufenprofilfaser

Die Multimode-Stufenprofilfaser (Multimode-Kern-Mantel-Faser) besteht aus einem Kern mit hoher Brechzahl, der von einem Mantel mit etwas niedrigerer Brechzahl umschlossen wird. An der Grenzfläche zwischen Kern und Mantel wird der Strahl total reflektiert, wenn er flach genug auftrifft.

Wegen des im Verhältnis zur Wellenlänge großen Kerndurchmessers können Teilstrahlen, die zu einem Impuls gehören, unter verschiedenen Winkeln auf die Trennfläche zwischen Kern und Mantel auftreffen und reflektiert werden. Es entsteht also eine Mehrwege-Ausbreitung. Bei den einzelnen Strahlen sind die Weglängen und damit die Strahllaufzeiten unterschiedlich groß. Kurze Impulse (im ns-Bereich) werden stark verbreitert. Dieser LWL ist also nur für kleine Übertragungsbandbreiten (10...50 MHz·km) geeignet.

Die Multimode-Gradientenfaser

Hier erfolgt der Brechzahlübergang vom hohen Wert im Faserinneren zu dem niedrigeren des Mantels nicht abrupt, sondern stetig nach einer Parabelkurve. Der Strahl wird hier durch Brechung geführt (*Bild 3*).

Da die Fortpflanzungsgeschwindigkeit v von der Brechzahl abhängt, besitzen die Strahlen mit der größeren Weglänge – sie durchlaufen Gebiete mit kleinerer Brechzahl – höhere Fortpflanzungsgeschwindigkeiten in den Randgebieten. Dadurch entsteht ein Laufzeitausgleich, und die Laufzeiten der verschiedenen Strahlen sind einander angenähert gleich.

Die Monomode-Stufenprofilfaser

Der Kerndurchmesser der Monomode-Stufenprofilfaser ist nur wenige Wellenlängen groß. Man spricht hier nicht mehr von Strahlführung durch Totalreflexion, sondern von Wellenführung. Im Monomode-LWL ist nur der Grundmodus ausbreitungsfähig.

Die *Tabelle* gibt eine Übersicht über die Eigenschaften der drei Lichtwellenleiter-Typen. Die dort erwähnte numerische Apertur NA (*Bild 4*) ist wichtig, weil Faserdämpfung und NA gemeinsam zu betrachten sind. Mit der NA steigt die einkoppelbare Leistung, denn NA definiert den Eintrittswinkel φ_A (Akzeptanzwinkel) so, daß alle im Winkelbereich $2\cdot\varphi_A$ liegenden Strahlen total reflektiert werden und damit für die Übertragung nutzbar sind. NA hängt von den für Kern und Ummantelung gewählten Brechzahlen ab.

$$NA = \sqrt{n_1^2 - n_2^2}$$

$$= \sqrt{n_1 + n_2} \cdot \sqrt{\Delta n}$$

[1]) Von Dispersion spricht man im allgemeinen dann, wenn eine „konstante" Größe frequenzabhängig ist. Im vorliegenden Fall ist die Tatsache gemeint, daß die Brechzahl n eines Stoffes frequenzabhängig ist. Damit wird aber auch die Fortpflanzungsgeschwindigkeit v einer optischen Welle in Materie frequenzabhängig. Denn es gilt:
$v = c/n$
mit n = Brechzahl, n = f(f), c = Lichtgeschwindigkeit im Vakuum, v = Fortpflanzungsgeschwindigkeit einer Lichtwelle in Materie (Phasengeschwindigkeit). Die Anteile eines Frequenzgemisches haben also unterschiedliche v-Werte.

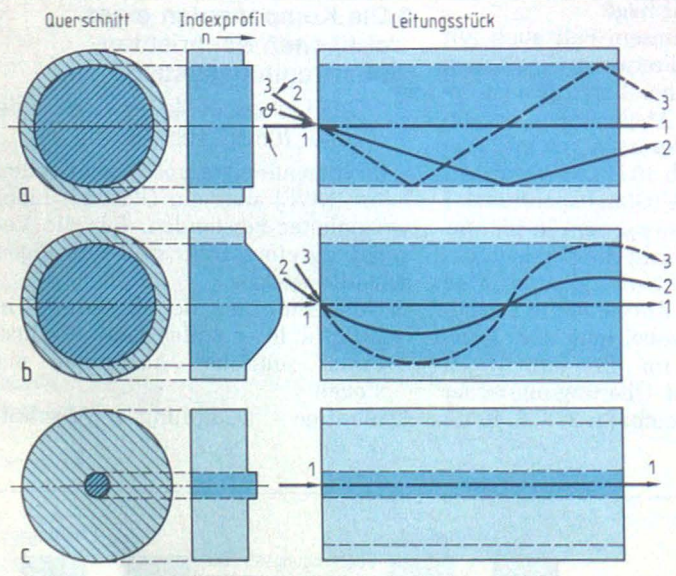


Bild 2. Die drei Typen von Lichtwellenleitern mit ihrem Querschnitt, dem Profil ihres Brechungsindex und der Strahlführung (1 = Strahl mit kleinster Weglänge, 2 = Strahl mit mittlerer Weglänge, 3 = Strahl mit größter Weglänge); a) Multimode-Stufenprofilfaser, b) Multimode-Gradientenfaser, c) die Monomode-Stufenprofilfaser. Zur Entstehung des Kurvenverlaufs bei b) s. Bild 3 [1, 2, 4, 5b]

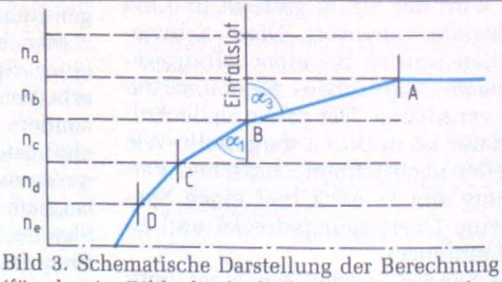


Bild 3. Schematische Darstellung der Berechnung (für das in Bild 2b oberhalb der Leitungsachse dargestellte Kurvenstück des Strahls 3). Die Brechzahl steigt von n_a ↓ n_e. Für den Punkt B gilt [6]

$$\frac{\sin\alpha_1}{\sin\alpha_3} = \frac{n_b}{n_c} = \text{const., wobei } n_b < n_c$$

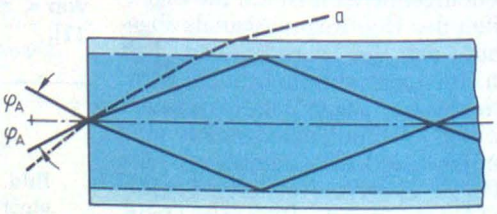


Bild 4. Alle im Winkelbereich $2 \cdot \varphi_A$ einfallenden Strahlen werden total reflektiert, tragen also zur Energiefortpflanzung im LWL bei. Strahlen, die außerhalb dieses Bereiches liegen (z. B. Strahl a) treten aus der Faser aus [7, 16a]

Informative Angaben zu den drei LWL-Typen

	Multimode-Stufenprofilfaser (Bild 2a)	Multimode-Gradientenfaser (Bild 2b)	Monomode-Stufenprofilfaser (Bild 2c)	Literatur
Kerndurchmesser	100...600 µm 100...200 µm >200 µm 20...70 µm	45 µm 50 µm (typ.) 63 µm	5...6 µm 4,5...5 µm	[7, 12, 16]
Manteldurchmesser	600 µm (Manteldicke 1...2 µm)	130 µm 125 µm (typ.)	40...60 µm 125 µm (typ.)	[15]
Bandbreiten-Entfernungs-Produkt (in MHz · km)	10...100 10...50	200...1000 500...1000 >1000 200...1500	$<50 \cdot 10^3$	[5a, 7, 10a] 12, 15]
n_{Kern}	typ. 1,46 (Quarzglas)			
n_{Mantel}		1% weniger	2‰ weniger	
NA[1])	0,17 0,21	>0,22 0,21	0,09	[11]
Dämpfung (in dB/km)	2...4 dB/km bei 850 nm 0,6...1 dB/km bei 1300 nm			[7, 18b]
Dispersion	<30 ns/km 35 ns/km 10...100 ns/km <15 ns/km	<4 ns/km 1...5 ns/km	100 ps · km^{-1} · nm^{-1} [2]) 4 ps · km^{-1} · nm^{-1}	[5b, 9, 11]

[1]) Mit NA bezeichnet man die numerische Apertur. Es gilt NA = sin φ_A oder NA = sin Θ, wobei φ_A bzw. Θ der Eintritts- oder Akzeptanzwinkel ist (Bild 4).

[2]) In nm wird die Spektralbreite $\Delta\lambda$ gemessen (s. Abschnitt 3.1.3).

3.1.2 Die Dämpfung

Für die Dämpfung sind zwei Einflüsse wesentlich: die Streuung und die Absorption.

Die Verluste durch Streuung in üblichen optischen Gläsern entstehen durch kleinste Inhomogenitäten, z. B. durch Blasen, Kristallite/ungelöste Partikel oder Riefen. Hat man ein völlig homogenes Glas, dann erhält man die niedrigsten Streuverluste α_s. Man bezeichnet sie als Eigen-Streuverluste (intrinsic scattering losses). Sie sind durch sehr kleine Schwankungen der örtlichen Dielektrizitätskonstante (gemessen in mikroskopisch kleinen Abständen) bestimmt und nehmen mit steigender Wellenlänge ab nach dem Gesetz von Rayleigh:

$$\alpha_s = c \cdot n^8/\lambda^4$$

Für reines Silikatglas gilt für α_s (in dB/km):

$$\alpha_s = 0{,}622\ (n^2/2{,}123)^4/\lambda^4 \approx 0{,}9/\lambda^4$$

mit λ = Wellenlänge in µm, n = Brechzahl.

Bei den Absorptionsverlusten muß man ebenfalls unterscheiden zwischen den Eigen-(Intrinsic-)Verlusten und den zusätzlichen Verlusten, die durch Verunreinigung entstehen.

Für die Intrinsic-Absorption gibt es zwei Ursachen: Bei kurzen Wellenlängen (Ultraviolett-Bereich) werden Elektronenübergänge von tieferen zu höheren Niveaus angeregt. Da die Pho-

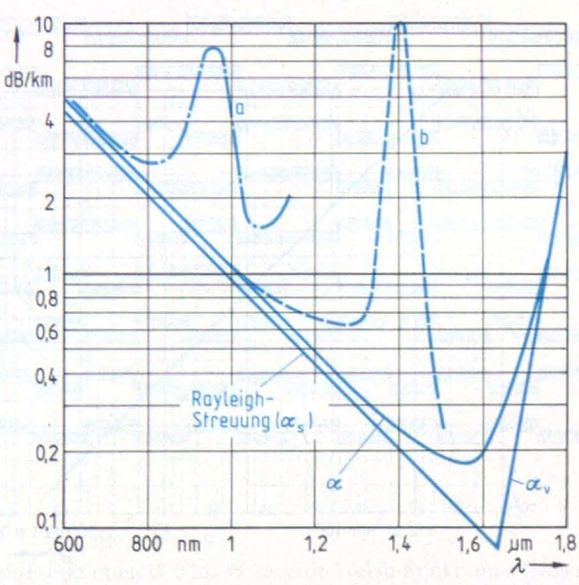


Bild 5. Die ausgezogenen Kurven geben den Verlauf an für die Rayleigh-Streuung α_s, die Eigen-Infrarotabsorption α_v und die gesamten Eigenverluste α. Die gestrichelten Kurven stellen als Beispiel zusätzliche Absorptionsverluste dar, wie sie bei zwei verschiedenen Glassorten gemessen wurden. Bei der Sorte b [5b] liegt die Absorptionslinie bei 1,4 µm, bei der Sorte a [12] bei 950 nm

tonenenergie mit zunehmender Wellenlänge abnimmt, verringert sich dementsprechend diese Anregung, und die Verluste werden kleiner. Die durch den geschilderten Vorgang entstehende Dämpfung ist im Vergleich zur Rayleigh-Streuung α_s klein. So werden z. B. bei $\lambda = 1{,}0$ µm für reines Silikatglas Dämpfungswerte um 0,5 dB/km, für mit GeO_2 dotiertes Silikatglas solche um 0,08 dB/km genannt.

Eine weitere Eigen-Absorption entsteht am langwelligen Ende durch Schwingungsanregungen in Molekülen (Eigen-Infrarotabsorption). Die von ihr erzeugte Dämpfung steigt mit der Wellenlänge an. In *Bild 5* ist der Verlauf dieser Vibrations-Dämpfung α_v ebenfalls (rechts im Bild) eingetragen. Die gesamten Eigen-Verluste α erreichen für das mit GeO_2 dotierte Glas ihr Minimum bei etwa 1,55 µm mit einem Wert von $\alpha = 0{,}18$ dB/km.

Zusätzliche Verluste entstehen durch Verunreinigung mit Metall-(Fe-, Cu-, Cr-, V-) oder mit OH-Ionen. Es bilden sich dann im Dämpfungsverlauf (aufgetragen über der Wellenlänge/Frequenz) hohe Spitzen (Absorptionsbänder). Damit diese zusätzlichen Verluste klein im Verhältnis zu den Eigen-Verlusten bleiben, dürfen die Konzentrationen an solchen Verunreinigungen nur bei max. $10^{-6}...10^{-10}$ Fremdatome zu Eigenatomen liegen. Bemerkenswert ist, daß solche Absorptionsbänder zwar im gesamten Durchlässigkeitsbereich auftreten können, daß es aber „Fenster" gibt, in denen ihr Einfluß klein ist (s. Bild 5).

Das gilt insbesondere für den Bereich um 850 nm, in dem die Arbeitsfrequenzen der Halbleiter-Laser (GaAlAs) liegen. Allerdings ist hier wieder mit zusätzlicher Absorption durch OH-Ionen zu rechnen. Ein Anteil von 10^{-6} OH^- vergrößert den optischen Verlust um ≈ 1 dB/km. Die Absorptionsspitze für diese Hydroxyl-Gruppe liegt bei 2,7 µm, deren dritte Harmonische demnach bei 0,9 µm.

Aus Bild 5 ersieht man, daß das Arbeiten bei etwa 1,2 µm günstiger ist als bei 0,85 µm. Die Eigendämpfung geht dabei mindestens um den Faktor 3 zurück. Außerdem reduziert sich (s. Abschnitt 3.1.3) beim Übergang von 0,85 µm auf 1,2 µm die Materialdispersion, so daß die Übertragungsbandbreite (erreichbare Bitrate) steigt. Das erklärt den Trend, bei der optischen, leitungsgebundenen Signalübertragung den infraroten Bereich (etwa 1,2 µm oder sogar 1,55 µm) zu bevorzugen, hat aber entsprechende Konsequenzen für Strahlungssender und -empfänger.

3.1.3 Die Dispersion

Man unterscheidet drei Effekte, die die Bandbreite begrenzen: Modendispersion, Materialdispersion und Wellenleiterdispersion.

Die Modendispersion entsteht dadurch, daß die verschiedenen Moden unterschiedliche Gruppenlaufzeiten haben. Sie tritt natürlich nur in Multimode-Wellenleitern auf. Wie Bild 2a erkennen läßt, durchlaufen die bei der Einkopplung in den LWL unter verschiedenen Winkeln eintretenden Strahlen den LWL auf unterschiedlichen und auch unterschiedlich langen Wegen. Es treten also zwischen den einzelnen Strahlen die erwähnten Laufzeitunterschiede auf.

Im Gradienten-LWL können die Laufzeitdifferenzen erheblich reduziert werden. Bei guter Annäherung an den theoretisch verlangten Verlauf der Brechzahl in Abhängigkeit vom Faserradius läßt sich die Pulsverbreiterung im Vergleich zur Stufenprofilfaser erheblich herabsetzen (Tabelle).

Materialdispersion bedeutet, daß die Brechzahl des Materials eine Funktion der Wellenlänge ist. Dadurch wird aber die Ausbreitungsgeschwindigkeit wellenlängenabhängig. Die Materialdispersion nimmt also zu, je breitbandiger die Strahlungsquelle ist. Die sogenannte Spektralbreite ist bei LEDs wesentlich größer als bei Laser-Dioden. Bei LEDs muß man mit einer Spektralbreite von 30...50 nm, bei Laser-Dioden mit nur 2...4 nm rechnen. Dementsprechend ergibt sich für die Materialdispersion D_{Ma} (bei 0,85 µm) für LEDs ein Wert von etwa 3,2 ns/km, für Halbleiter-Laser ein solcher von etwa 0,16 ns/km. Die Wellenlängenabhängigkeit $D_{Ma} = f(f)$ ist aber auch nichtlinear, d. h. sie ist im sichtbaren Bereich größer als im infraroten. Bei gleicher Spektralbreite des Senders ist z. B. bei 0,85 µm die Dispersion um den Faktor 5 größer als bei 1,2 oder 1,55 µm.

Unter Wellenleiterdispersion schließlich wird verstanden, daß die Ausbreitungskonstante eines Modus von der Wellenlänge abhängig ist. Diese Dispersion ist jedoch meist vernachlässigbar klein.

In der Tabelle findet man für die Dimension der Dispersion zwei unterschiedliche Angaben: $ns \cdot km^{-1}$ und $ps \cdot km^{-1} \cdot nm^{-1}$. Im letzteren Fall ist für nm die Spektral-(Linien-)Breite $\Delta\lambda$ der Strahlungsquelle einzusetzen. Die Angabe $ns \cdot km^{-1}$ benutzt man, wenn die Dispersion vornehmlich durch die Modendispersion bestimmt ist. Sind dagegen Material- und Wellenleiterdispersion maßgebend, benötigt man die Aussage $ps \cdot km^{-1} \cdot nm^{-1}$, da beide Dispersionen von der Spektralbreite der Strahlungsquelle abhängig sind.

Bild 6 zeigt den Zusammenhang zwischen der Dispersion D und der höchstmöglichen Modulationsfrequenz $f_{M\,max}$ bzw. der Bitrate bei einer Leitungslänge L = 1 km. Dabei gilt:

$$f_c = f_{M\,max} = \frac{0{,}375}{D \cdot L}$$

wobei der Spannungsabfall mit 6 dB/Oktave angenommen wird und f_{Mmax} durch den Abfall um 3 dB bestimmt ist. Beispiel: Für D = 1 ns/km und L = 1 km erhält man $f_{M\,max} = 375$ MHz [5a, 5b, 7, 9a, 10a, 10b, 11, 12, 13, 15, 16a, 19, 21, 22, 25, 28]

(Fortsetzung folgt)

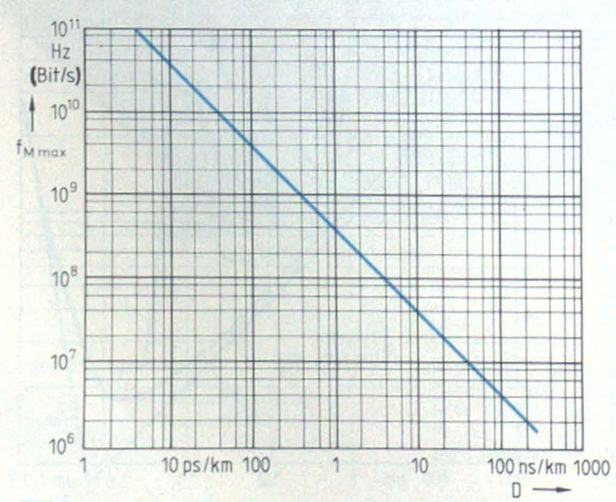


Bild 6. Die höchstmögliche Modulationsfrequenz $f_{M\,max}$ bzw. Bitrate (Richtwert) als Funktion der Dispersion D bei einer Leitungslänge von 1 km [4, 5b, 9a]

Friedrich Bayer

Die Erfindung des Herrn Walsh

Im Jahre 1922 stellte J. L. Walsh in den USA eine Theorie vor, mit der er beliebige Kurvenformen auf digitalem Weg erzeugen konnte. Zum gleichen Zeitpunkt erkannte auch der deutsche Mathematiker H. Rademacher, daß sich analoge Funktionen durch die Addition von Rechteckschwingungen unterschiedlicher Amplitude und Frequenz herstellen lassen. Im Gegensatz zu Walsh beschränkte er sich jedoch auf symmetrische Signale und ihre Harmonischen. Lange Zeit wußte man wenig mit diesen Überlegungen anzufangen. Jetzt rücken sie wieder ins Rampenlicht.

Es war der polnische Mathematiker Kaczmarz, der 1929 bewies, daß Walsh und Rademacher unabhängig voneinander auf die gleiche Sache gestoßen waren: Die von dem Deutschen gefundenen Funktionen sind Untermengen einer umfassenden Funktionentheorie, mit der man jede beliebige Kurvenform digital erzeugen kann. Das führte 1973 dazu, die Walsh-Funktionen für eine Anwendung in elektronischen Musikinstrumenten heranzuziehen. Man scheiterte damals an dem beträchtlichen Steuerungsumfang. Im Zeitalter billiger Mikroprozessoren könnte das Thema aber wieder erneut auf den Tisch kommen.

Äquivalent zur Fourier-Analyse und Synthese (mit der man jede beliebige periodische Kurvenform durch Addition bewerteter Sinus- und Cosinusschwingungen erzeugen kann) gibt es ein weniger bekanntes Pendant, die „Walsh-Funktionen". Ihr Prinzip weist gegenüber dem analogen Gegenstück einige entscheidende Vorteile auf:

- Digitale Signale lassen sich frequenz- und phasengenauer erzeugen.
- Die Kurvenform ist frequenzunabhängig.
- Eine Steuerung durch Computer bzw. Mikroprozessoren ist leicht möglich.
- Da es sich um eine rein statistische Verarbeitung der Signale handelt, kann man die Funktion zu jedem beliebigen Zeitpunkt anhalten.

Wie man Walsh-Funktionen erzeugt

In *Bild 1* sind die Signalformen der Walsh-Funktionen W 0 bis W 15 aufgezeichnet. Das Schema läßt sich leicht fortsetzen. Man erkennt, daß sich bestimmte Signale besonders einfach erzeugen lassen:

W 0 wird beispielsweise durch eine Gleichspannung dargestellt. Die Signale W 1, W 3, W 7, W 15 und weiter W (2^n-1) sind symmetrische Rechteckwellen, die durch einfache Binärteiler zu erzeugen sind. Sie sind mit den entsprechenden Rademacher-Funktionen identisch. Die Generierung der restlichen Kurvenzüge ist zwar etwas komplizierter, jedoch keineswegs schwierig. Man muß nur die mathematischen Zusammenhänge auf einige einfache Regeln reduzieren, wie nachfolgend gezeigt wird:

1. Jede Walsh-Funktion muß positiv beginnen, gegebenenfalls muß vorher invertiert werden.
2. Um eine beliebige Walsh-Funktion W(n) zu erzeugen, schreibt man zunächst die Zahl n im Gray-Code nieder. Der Gray-Code ist ein besonders einfach aufgebauter Binärcode, bei dem stets nur ein Bit wechselt, wenn man auf die nächsthöhere oder nächsttiefere Zahl übergeht. Eine Gray-Code-Tabelle für die ersten 32 Walsh-Funktionen zeigt *Bild 2*.

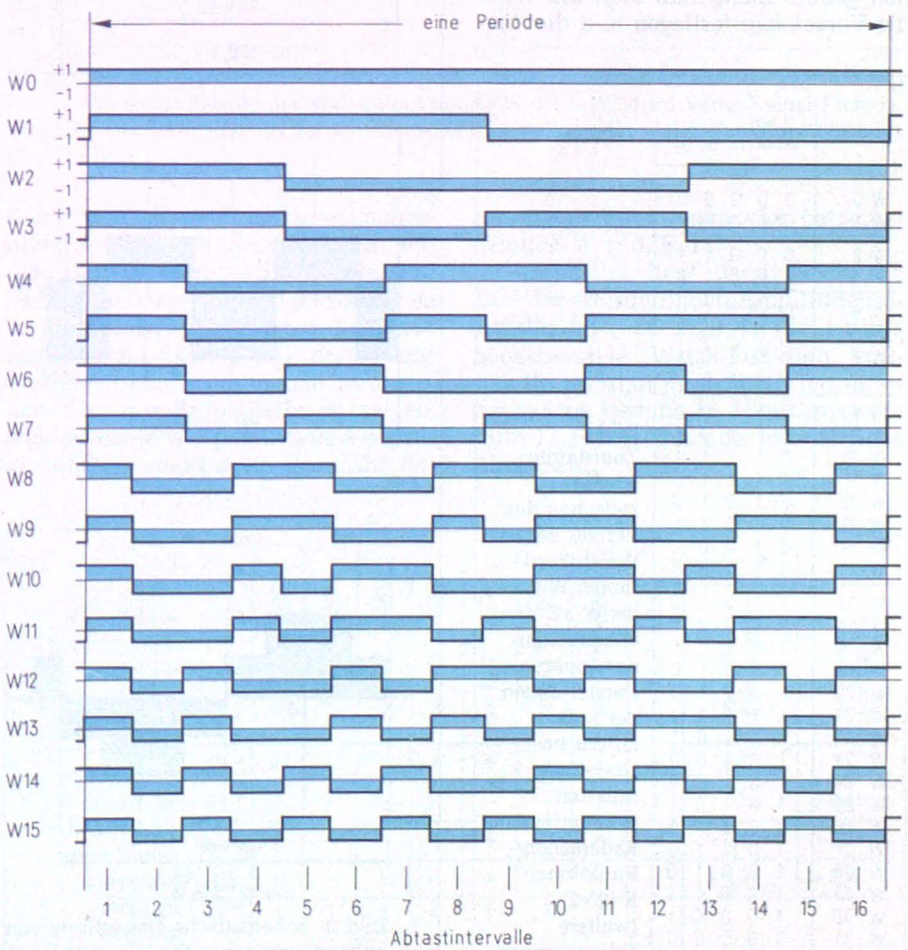


Bild 1. Signalformen der Walsh-Funktionen W 0 bis W 15. Alle Walsh-Funktionen fangen stets mit einem positiven Bit an

3. Über die senkrechten Spalten schreibt man – von rechts beginnend – die Rademacher-Koeffizienten R (2^n-1) auf, also R 1, R 3, R 7, R 15 und R 31. In der senkrechten Spalte darunter kann man unmittelbar den Verlauf der (symmetrischen) Rademacherfunktion ablesen.
4. Jene Rademacherfunktionen, deren Bit in einer waagerechten Zeile „1" ist, werden über eine Modulo-2-Addition miteinander verknüpft. Das geht am besten über ein EXOR-Gatter. Beispiel: Für die Erzeugung von W 2 verknüpft man R 1 und R 3; für die Erzeugung von W 12 werden R 3 und R 15 miteinander verknüpft.

Walsh-Funktionen können nur zwischen +1 und −1 liegen – so sind sie definiert. Bei symmetrischer Versorgungsspannung kann diese mathematische Forderung mit CMOS-ICs, die nahezu den vollen Spannungshub bringen, einfach realisiert werden.

Hat man so entsprechend den Regeln alle Walsh-Funktionen definiert, kann man an die Beschreibung eines beliebigen Analogsignals aus Walsh-Funktionen gehen. Dazu muß man nur noch die Vorzeichen festlegen und die Amplitudengewichtung, mit der die Walsh-Funktionen addiert werden sollen. Mit „Vorzeichen" soll hier die Polarität der einzelnen Walsh-Funktion zu Beginn der Periode der Grundfrequenz gemeint sein. Den Rest macht ein Operationsverstärker.

Die Ausgangsspannung am Operationsverstärker wird, solange nicht mit einem Tiefpaß geglättet wird, immer eine Treppenkurve sein. Die Stufenhöhe ist von der Zahl der Harmonischen abhängig: Je mehr Walsh-Funktionen addiert werden, desto feiner wird die Auflösung und damit die Annäherung an das gewünschte Ausgangssignal.

Doch wo bekommt man die Amplitudengewichtung her? Und wieviel Walsh-Funktionen muß man für ein bestimmtes Ausgangssignal berücksichtigen?

Betrachtungen in einem Zeitintervall

Die Berechnung der Amplitudengewichtung für die Summierung der Einzelfunktionen ist recht komplex. Wesentlich vereinfachen kann man den Vorgang, wenn man nicht vom gewünschten Analogsignal ausgeht, sondern von den Walsh-Funktionen. Dann braucht man nämlich lediglich die Summe der einzelnen Rechteckspannungen in jedem Zeitintervall zu berechnen. Unter der Bedingung, daß das gewünschte Ausgangssignal peri-

	R 31	R 15	R 7	R 3	R 1
W 0	0	0	0	0	0
W 1	0	0	0	0	1
W 2	0	0	0	1	1
W 3	0	0	0	1	0
W 4	0	0	1	1	0
W 5	0	0	1	1	1
W 6	0	0	1	0	1
W 7	0	0	1	0	0
W 8	0	1	1	0	0
W 9	0	1	1	0	1
W 10	0	1	1	1	1
W 11	0	1	1	1	0
W 12	0	1	0	1	0
W 13	0	1	0	1	1
W 14	0	1	0	0	1
W 15	0	1	0	0	0
W 16	1	1	0	0	0
W 17	1	1	0	0	1
W 18	1	1	0	1	1
W 19	1	1	0	1	0
W 20	1	1	1	1	0
W 21	1	1	1	1	1
W 22	1	1	1	0	1
W 23	1	1	1	0	0
W 24	1	0	1	0	0
W 25	1	0	1	0	1
W 26	1	0	1	1	1
W 27	1	0	1	1	0
W 28	1	0	0	1	0
W 29	1	0	0	1	1
W 30	1	0	0	0	1
W 31	1	0	0	0	0
	Gray – Code				

Bild 2. Zuordnungstabelle zwischen den Indizes der Walsh-Funktionen W 0 bis W 31, den entsprechenden binären Darstellungen der Indexziffern im Gray-Code und den symmetrischen Rademacher-Funktionen R (2^n-1) (weitere Erläuterungen im Text)

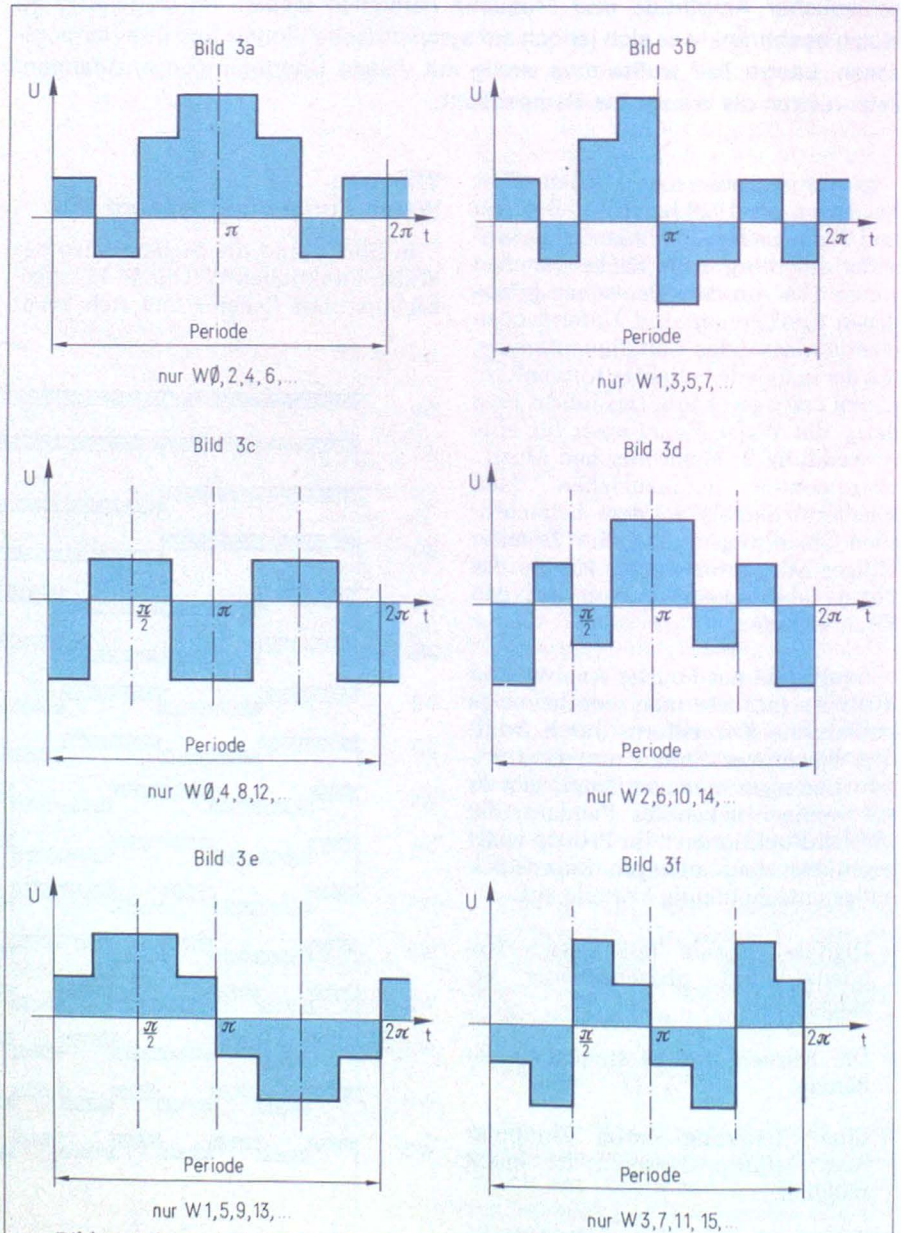


Bild 3. Schematische Darstellung von sechs Spezialfällen symmetrischer bzw. antisymmetrischer Signale mit den für die Darstellung erforderlichen Walsh-Funktionen

odisch ist (wie bei der Fourier-Analyse auch), gelten folgende sieben Regeln:

1. Es ist vorteilhaft, eine Periode in 2^n Intervalle zu teilen, da man hierdurch einfach die Zahl der benötigten Walsh-Funktionen abschätzen kann:
   Bei 4 Intervallen werden nur die Signale bis W 3 benötigt;
   bei 8 Intervallen werden nur die Signale bis W 7 benötigt;
   bei n Intervallen werden nur die Signale bis W (n-1) benötigt.

Ist die Kurvenform symmetrisch (oder kann dies durch Gleichspannungsverschiebung erzielt werden), wird die Rechnung vereinfacht, da dann einige Koeffizienten zu Null werden, und zwar:

2. Ist das Analogsignal symmetrisch bei π (*Bild 3a*) – ist also die Amplitudenhöhe links und rechts von 180° gleich –, werden nur die geradzahligen Walsh-Funktionen (W 0, 2, 4, 6...) benötigt.
3. Ist das Analogsignal antisymmetrisch bei π (*Bild 3b*) – oder kann dies durch eine Gleichspannungsverschiebung erreicht werden –, braucht man nur die ungeraden Walsh-Funktionen (W 1, 3, 5, 7...).
4. Ist das Analogsignal symmetrisch bei π und zusätzlich auch noch symmetrisch bei ½ (*Bild 3c*), werden nur jene geraden Walsh-Funktionen benötigt, deren Index ohne Rest durch 4 teilbar ist (W 0, 4, 8, 12...).
5. Ist das Analogsignal symmetrisch bei π und antisymmetrisch bei ½ (*Bild 3d*), braucht man nur jene Walsh-Funktionen, deren Index geradzahlig, aber nicht durch 4 teilbar ist (W 2, 6, 10, 14...).
6. Ist das Analogsignal antisymmetrisch bei π, aber symmetrisch bei ½ (*Bild 3e*), werden nur jene Walsh-Funktionen benötigt, deren Index nach Subtraktion um 1 ohne Rest durch 4 teilbar ist (W 1, 5, 9, 13...).
7. Ist das Analogsignal antisymmetrisch bei π und bei ½ (*Bild 3f*), werden nur jene Walsh-Funktionen benötigt, deren Index nach Addition von 1 ohne Rest durch 4 teilbar ist (W 3, 7, 11, 15...).

Wie eine Sinuskurve erzeugt wird

Am Beispiel einer Sinuskurve soll das Vorgehen erläutert werden:

Welche Walsh-Funktionen benötigt man für die Nachbildung? Das Sinussignal fällt unter die Regel 6, da es antisymmetrisch bei π, aber symmetrisch bei ½ ist. Es werden also die Walsh-Funktionen W 1, 5, 9, 13... gebraucht.

	eine Periode																													
WØ	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+
W 1	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	−	−	−	−	−	−	−	−	−	−	−	−	−	−	−	−	−	−
W 2	+	+	+	+	+	+	+	+	−	−	−	−	−	−	−	−	−	−	−	−	−	−	−	−	+	+	+	+	+	+
W 3	+	+	+	+	+	+	+	+	−	−	−	−	−	−	−	−	+	+	+	+	+	+	+	+	−	−	−	−	−	−
W 4	+	+	+	+	−	−	−	−	−	−	−	−	+	+	+	+	+	+	+	+	−	−	−	−	−	−	−	−	+	+	+	+
W 5	+	+	+	+	−	−	−	−	−	−	−	−	+	+	+	+	−	−	−	−	+	+	+	+	+	+	+	+	−	−	−	−
W 6	+	+	+	+	−	−	−	−	+	+	+	+	−	−	−	−	−	−	−	−	+	+	+	+	−	−	−	−	+	+	+	+
W 7	+	+	+	+	−	−	−	−	+	+	+	+	−	−	−	−	+	+	+	+	−	−	−	−	+	+	+	+	−	−	−	−
W 8	+	+	−	−	−	−	+	+	+	+	−	−	−	−	+	+	+	+	−	−	−	−	+	+	+	+	−	−	−	−	+	+
W 9	+	+	−	−	−	−	+	+	+	+	−	−	−	−	+	+	−	−	+	+	+	+	−	−	−	−	+	+	+	+	−	−
W 10	+	+	−	−	−	−	+	+	−	−	+	+	+	+	−	−	−	−	+	+	+	+	−	−	+	+	−	−	−	−	+	+
W 11	+	+	−	−	−	−	+	+	−	−	+	+	+	+	−	−	+	+	−	−	−	−	+	+	−	−	+	+	+	+	−	−
W 12	+	+	−	−	+	+	−	−	−	−	+	+	−	−	+	+	+	+	−	−	+	+	−	−	−	−	+	+	−	−	+	+
W 13	+	+	−	−	+	+	−	−	−	−	+	+	−	−	+	+	−	−	+	+	−	−	+	+	+	+	−	−	+	+	−	−
W 14	+	+	−	−	+	+	−	−	+	+	−	−	+	+	−	−	−	−	+	+	−	−	+	+	−	−	+	+	−	−	+	+
W 15	+	+	−	−	+	+	−	−	+	+	−	−	+	+	−	−	+	+	−	−	+	+	−	−	+	+	−	−	+	+	−	−
W 16	+	−	−	+	+	−	−	+	+	−	−	+	+	−	−	+	+	−	−	+	+	−	−	+	+	−	−	+	+	−	−	+
W 17	+	−	−	+	+	−	−	+	+	−	−	+	−	+	+	−	−	+	+	−	−	+	+	−	−	+	+	−	−	+	+	−
W 18	+	−	−	+	+	−	−	+	−	+	+	−	−	+	+	−	−	+	+	−	−	+	+	−	+	−	−	+	+	−	−	+
W 19	+	−	−	+	+	−	−	+	−	+	+	−	+	−	−	+	+	−	−	+	+	−	−	+	−	+	+	−	−	+	+	−
W 20	+	−	−	+	−	+	+	−	−	+	+	−	+	−	−	+	+	−	−	+	−	+	+	−	−	+	+	−	−	+	+	−
W 21	+	−	−	+	−	+	+	−	−	+	+	−	+	−	−	+	−	+	+	−	+	−	−	+	+	−	−	+	+	−	−	+
W 22	+	−	−	+	−	+	+	−	+	−	−	+	−	+	+	−	−	+	+	−	+	−	−	+	−	+	+	−	+	−	−	+
W 23	+	−	−	+	−	+	+	−	+	−	−	+	−	+	+	−	+	−	−	+	−	+	+	−	+	−	−	+	−	+	+	−
W 24	+	−	+	−	−	+	−	+	+	−	+	−	−	+	−	+	+	−	+	−	−	+	−	+	+	−	+	−	−	+	−	+
W 25	+	−	+	−	−	+	−	+	+	−	+	−	−	+	−	+	−	+	−	+	+	−	+	−	+	−	+	−	+	−	+	−
W 26	+	−	+	−	−	+	−	+	−	+	−	+	+	−	+	−	−	+	−	+	+	−	+	−	+	−	+	−	−	+	−	+
W 27	+	−	+	−	−	+	−	+	+	−	+	−	+	−	+	−	−	+	−	+	−	+	−	+	+	−	+	−	+	−	+	−
W 28	+	−	+	−	+	−	+	−	−	+	−	+	−	+	−	+	+	−	+	−	+	−	+	−	−	+	−	+	−	+	−	+
W 29	+	−	+	−	+	−	+	−	−	+	−	+	−	+	−	+	−	+	−	+	+	−	+	−	+	−	+	−	+	−	+	−
W 30	+	−	+	−	+	−	+	−	+	−	+	−	+	−	+	−	−	+	−	+	−	+	−	+	−	+	−	+	−	+	−	+
W 31	+	−	+	−	+	−	+	−	+	−	+	−	+	−	+	−	+	−	+	−	+	−	+	−	+	−	+	−	+	−	+	−

Anzahl der Abtastpunkte																														
32	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31	32
16	1		2		3		4		5		6		7		8		9		10		11		12		13		14		15		16	
8	1				2				3				4				5				6				7				8			
4	1								2								3								4							
2	1																2															

Bild 4. Vorzeichentabelle der Walsh-Funktionen W 0 bis W 31 im Verlauf einer Periode. Diese Tabelle deckt sich mit der schematischen Darstellung der Walsh-Funktionen W 0 bis W 15 in Bild 1

Wie genau soll die Sinuskurve nachgebildet werden, d. h. wieviel Stufen will man in der Sinusamplitude zulassen? Diese Zahl hängt von den persönlichen Anforderungen ab: Je feiner die Kurve nachgebildet werden soll, desto mehr Walsh-Funktionen muß man heranziehen. Um das Prinzipielle zu zeigen, wählen wir je vier positive und negative Stufen, womit auch die Zahl der benötigten Funktionen vier beträgt – nämlich W 1, 5, 9, 13.

Gleichzeitig liegt damit auch die Zahl der erforderlichen Amplitudenintervalle fest, da man ja die jeweils höchstwertige Walsh-Funktion vollständig abtasten muß. W 13 hat in einer ganzen Periode 16 Abtastintervalle (Bild 1). Dies ist auch die erforderliche Abtastzahl.

Bild 5. Berechnungstabelle für die Amplitudenkoeffizienten der vier Walsh-Funktionen, die an der Darstellung einer Sinuskurve mit Treppen beteiligt sind

	sin 11,2° = 0,195	sin 33,7° = 0,555	sin 56,2° = 0,831	sin 78,7° = 0,987	sin 101,2° = 0,987	sin 123,7° = 0,831	sin 146,2° = 0,555	sin 168,7° = 0,195	absolute Koeffizienten	normierte Koeffizienten
W1	+	+	+	+	+	+	+	+	− 5,12	− 1
W5	+	+	−	−	−	−	+	+	+ 2,12	+ 0,41
W9	+	−	−	+	+	−	−	+	+ 0,422	+ 0,08
W13	+	−	+	−	+	−	+	−	+ 1,01	+ 0,19
	1	2	3	4	5	6	7	8		

halbe Periode

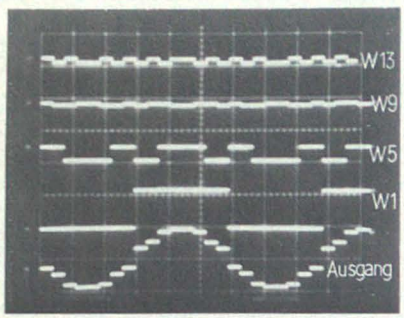


Bild 6. Oszillogramm der aus vier Walsh-Funktionen zusammengesetzten Sinusspannung

Mit welchen Amplitudenwerten geht die einzelne Walsh-Funktion in die Addition ein? Hierzu machen wir uns aus Bild 1 eine Tabelle (*Bild 4*), die die Vorzeichen der einzelnen Walsh-Funktionen entsprechend dem Kurvenverlauf in Bild 1 niederlegt. Im Bild 4 wurde die Vorzeichentabelle auf die ersten 32 Funktionen W 0 bis W 31 erweitert.

Aus dieser Tabelle können wir für die ausgewählten Funktionen W 1, 5, 9 und 13 zu den Abtastpunkten 1 bis 16 die Vorzeichen tabellarisch niederschreiben (*Bild 5*). Zu den einzelnen Abtastintervallen wird für die Intervallmitte die Amplitude der Sinusschwingung ermittelt und dazunotiert (senkrechte Spalte Bild 5, fortschreitend von Intervall zu Intervall um $\frac{\pi}{16}$ oder 22,5°).

Jetzt summiert man für jede Zeile die Sinuswerte der Amplituden entsprechend den Vorzeichen, die in den einzelnen Zeitintervallen stehen, und schreibt sie als absolute Koeffizienten an das Ende der Zeile, also z. B. für W 9:

(0,19) − (0,55) − (0,83) + (0,98) + (0,98) − (0,83) − (0,55) + (0,19) = 0,42

Da alle hier herangezogenen Walsh-Funktionen antisymmetrisch bei π sind (ebenso wie die Sinusfunktion selbst), braucht man die zweite Hälfte der Periode zwischen π und 2π nicht getrennt zu berechnen: Sie wiederholt sich mit negativem Vorzeichen.

Die so gewonnenen absoluten Gewichtungen der beteiligten Funktionen werden jetzt noch in bezug auf die „gewichtigste" normiert – in unserem Fall also durch Division mit 5,12. Damit erhält man die normierten Amplituden-Koeffizienten, mit denen die einzelne Walsh-Funktion in die Addition eingeht.

Ergebnis: eine treppenförmige Sinusspannung

Das praktische Ergebnis der Überlegungen zeigt *Bild 6*. Hier sind von oben nach unten zu sehen:

Die Funktion W 13 mit dem Amplitudenfaktor 0,19.
Die Funktion W 9 mit dem Amplitudenfaktor 0,08.
Die Funktion W 5 mit dem Amplitudenfaktor 0,41.
Die Funktion W 1 mit dem Amplitudenfaktor 1.
Die treppenförmige Sinuskurve am Ausgang.

Zwar gibt es zur Approximation einer Sinusschwingung einfachere Methoden (z. B. mit Schieberegister), jedoch stellt das Verfahren mit Walsh-Funktionen eine allgemeinere Methode dar. Im zweiten Teil des Beitrages – unter der Rubrik „Praxis & Hobby" auf Seite 95 dieses Heftes – wird der Schaltungsaufbau beschrieben, mit dem das gezeigte Oszillogramm realisiert wurde.

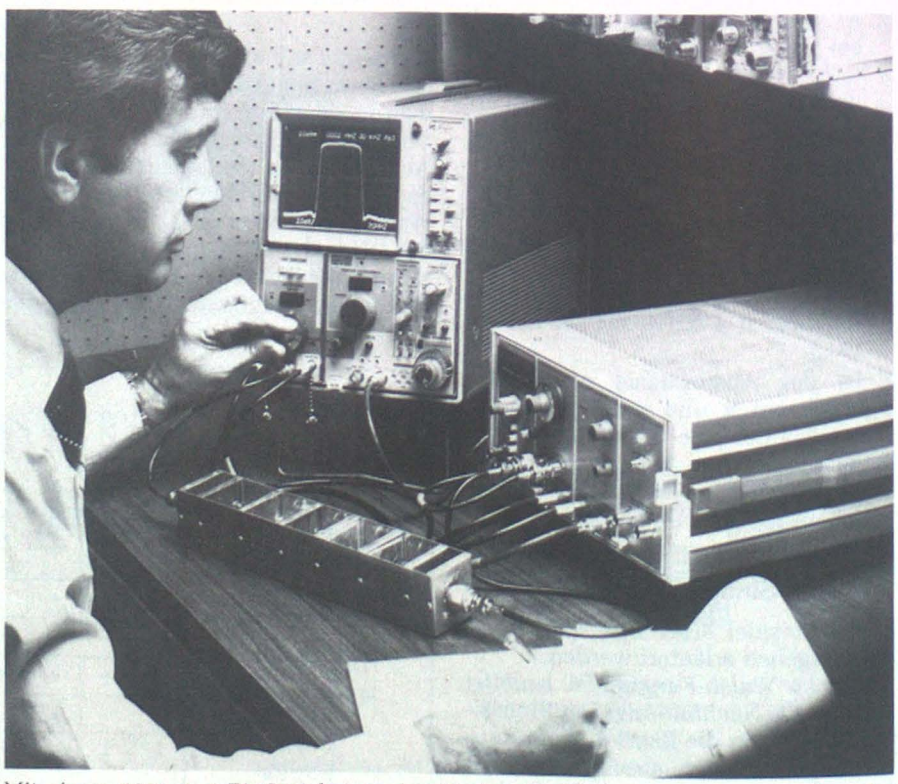
Stichworte zum Inhalt
Walsh-Funktionen, Gray-Code, Rademacher-Funktion, Fourier-Analyse.

Spektrumanalysator mit Digitalspeicher

Der Spektrumanalysator 7L14 (*Bild*) von Tektronix ergänzt das Einschubprogramm für 7000-Oszilloskope. Sein Frequenzbereich umfaßt 10 kHz...1,8 GHz bei einer Empfindlichkeit von −130 dBm und 30 Hz Auflösungsbandbreite. Der störsignalfreie Dynamikbereich beträgt 70 dB, die Flankensteilheit der Auflösungsfilter (Formfaktor) ist besser als 4:1. Wichtige Meßparameter werden auf dem Bildschirm des Grundgerätes als Readout angezeigt.

Wichtigste Neuerung ist ein Digitalspeicher mit 1024 Speicherplätzen zu je 8 Bit, mit dem eine hohe Flexibilität erreicht wird. Ein „Split-Memory" gestattet die Speicherung eines Referenzsignals (Save A), den Vergleich mit einem aktuellen Signal B sowie die Differenzdarstellung beider Signale (B minus Save A). Die „Max Hold"-Funktion vereinfacht u. a. Rausch- und Driftmessung sowie die Frequenzüberwachung. Bei allen Ablenkgeschwindigkeiten erfolgt eine flackerfreie Darstellung des gesamten Spektrums. Zum Schutz des ersten Mischers ist ein Begrenzer eingebaut, der Eingangssignale bis 1 W sowie Gleich- und Netzfrequenzspannungen bis 50 V zuläßt, ohne daß die Spezifikationen eingeschränkt werden.

Kn.



Mit einem 1024 × 8-Bit-Speicher in dem Spektrumanalysator 7L14 lassen sich einige zusätzliche Messungen ermöglichen (Werkfoto)

Dieter Nührmann

Bauelemente in Theorie und Praxis

Eine Serie für alle, die es noch nicht wissen oder wieder vergessen haben

Optoelektronik

Optoelektronische Bauelemente werden für unterschiedlichste Aufgaben in der Elektronik eingesetzt. An dieser Stelle sollen die gebräuchlichsten Bauelemente für die Optoelektronik und einige physikalische Grundbegriffe beschrieben werden:

- ☐ Licht und seine Berechnungsgrößen
- ☐ Fotowiderstände
- ☐ Fotodioden
- ☐ Fototransistoren
- ☐ Siebensegment-Anzeigen
- ☐ Solarzellen – Fotoelemente
- ☐ Optokoppler

Licht und seine Berechnungsgrößen

Das Auge kann elektromagnetische Wellen mit der Wellenlänge 380 nm...780 nm optisch wahrnehmen. Das gesamte Spektrum ist in dem *Bild 215a* zu sehen. Das *Bild 215b* zeigt die Augenempfindlichkeitskurve des Bereiches von 380 nm bis 780 nm, wobei die maximale Empfindlichkeit im gelbgrünen Bereich bei ca. 550 nm liegt. Interessant sind die eingetragenen Werte für blau (470 nm), grün (535 nm) und rot (610 nm). Es handelt sich hier um die drei Primärfarben für das Farbfernsehen.

Für die Berechnung und Umrechnung von Größen der Lichttechnik dient die untenstehende *Tabelle*. Sie hilft, die Angaben in den Datenblättern der optoelektronischen Bauelemente besser zu verstehen.

Die Geometrie der Optik

Zur Empfindlichkeitsbeurteilung bei Lichtschranken, Strahlern und Sendern ist es erforderlich, diese Anordnungen den einfachen geometrischen Gesetzen bei der Planung anzupassen.

Einfluß der Entfernung

Nach *Bild 216a* ist für zwei Flächen (1 und 2) im Abstand r_1 und r_2 der Strahler E zugeordnet. Die Beleuchtungsstärke E_2 in der Entfernung r_2 ist dabei umgekehrt proportional zu dem Quadrat der Entfernung für einen zu betrachtenden Punkt.

Oftmals wird eine Strahlumleitung gefordert. Dabei ist nach *Bild 216b* bei Spiegelung an einer ebenen Fläche der Einfallwinkel α_1 gleich dem Ausfallwinkel α_2, bezogen auf die Senkrechte des Einfallpunktes. Das wird in *Bild 217* ausgenutzt, um eine Lichtschranke mit zwei Spiegeln S1 und S2 oder einen Tripelreflektor R so aufzubauen, daß durch geeignete Anordnung eine Raumüberwachung möglich ist. Von wesentlichem Einfluß auf die Reflexionseigenschaften sind die Art der Oberflächenstruktur,

Grundeinheiten

strahlungsphysikalische Größen, Symbole und Einheiten			lichttechnische Größen, Symbole und Einheiten				
Größe	Symbol	Einheit	Größe	Symbol	Einheit	Beziehung	vereinfachte Beziehung
Strahlungsenergie	Q_e	Ws	Lichtmenge	Q_v	lms	–	–
Strahlungsfluß	Φ_e	W	Lichtstrom	Φ_v	lm	$\Phi = \frac{dQ}{dt}$	$\Phi = \frac{Q}{t}$
spezifische Ausstrahlung	M_e	$\frac{W}{m^2}$	spezifische Lichtausstrahlung	M_v	$\frac{lm}{m^2}$, lx	$M = \frac{d\Phi}{dA_1}$	$M = \frac{\Phi}{A_1}$
Strahlstärke	I_e	$\frac{W}{sr}$	Lichtstärke	I_v	$\frac{lm}{sr}$, cd	$I = \frac{d\Phi}{d\Omega}$	$I = \frac{\Phi}{\Omega}$
Strahldichte	L_e	$\frac{W}{m^2 sr}$	Leuchtdichte	L_v	$\frac{lm}{sr \cdot m^2}$, $\frac{cd}{m^2}$	$L = \frac{dI}{dA_1 \cdot \cos\varepsilon}$	$L = \frac{I}{A_1 \cdot \cos\varepsilon}$
Bestrahlungsstärke	E_e	$\frac{W}{m^2}$	Beleuchtungsstärke	E_v	$\frac{lm}{m^2}$, lx	$E = \frac{d\Phi}{dA_2}$	$E = \frac{\Phi}{A_2}$
Bestrahlung	H_e	$\frac{Ws}{m^2}$	Belichtung	H_v	$\frac{lm \cdot s}{m^2}$, lx s	$H = \frac{dQ}{dA_2}$	$H = \frac{Q}{A_2}$

das Material der Oberfläche sowie Einfallswinkel und Wellenlänge der Strahlung. Nach *Bild 218* ist zu erkennen, wie die Lichtstärke als Faktor R in Abhängigkeit zu dem Einfallswinkel geschwächt wird.

Man ist daher bestrebt, polierte, glänzende Oberflächen zu benutzen, um minimale Verluste zu erzielen. Wichtig ist, bei abgeschirmten Spiegeln ein Beschlagen der Gläser zu verhindern. Hier ist im Freien für eine Beheizung zu sorgen. Die Reflexionsfaktoren verschiedener Materialien zeigt das *Bild 219*. Vergoldete Oberflächen haben sich bewährt, da hier gegenüber Silber keine Oxydationsprobleme entstehen. Spiegel müssen justierbar und erschütterungssicher angebracht werden. Blenden sollen vor Fremdlichteinfall schützen.

Linsengesetze

Da die meisten Strahler einen diffusen, ungebündelten Lichtaustritt haben, wird der Wirkungsgrad einer derartigen Anlage entscheidend verbessert, wenn direkt hinter dem Sender und möglichst vor dem Empfänger je eine Linse angeordnet wird. Dabei lauten die Gleichungen für die optische Abbildung eines Gegenstandes:

$$\frac{1}{f} = \frac{1}{g} + \frac{1}{b};$$

$$V_L = \frac{b}{g} = \frac{H_B}{H_G};$$

$$V_F = \frac{A_B}{A_G} = \left(\frac{b}{g}\right)^2.$$

g = Gegenstandsweite
b = Bildweite
f = Brennweite
V_L = Linearvergrößerung
V_F = Flächenvergrößerung
H_B = Bildhöhe
H_G = Gegenstandshöhe
A_B = Bildfläche
A_G = Gegenstandsfläche

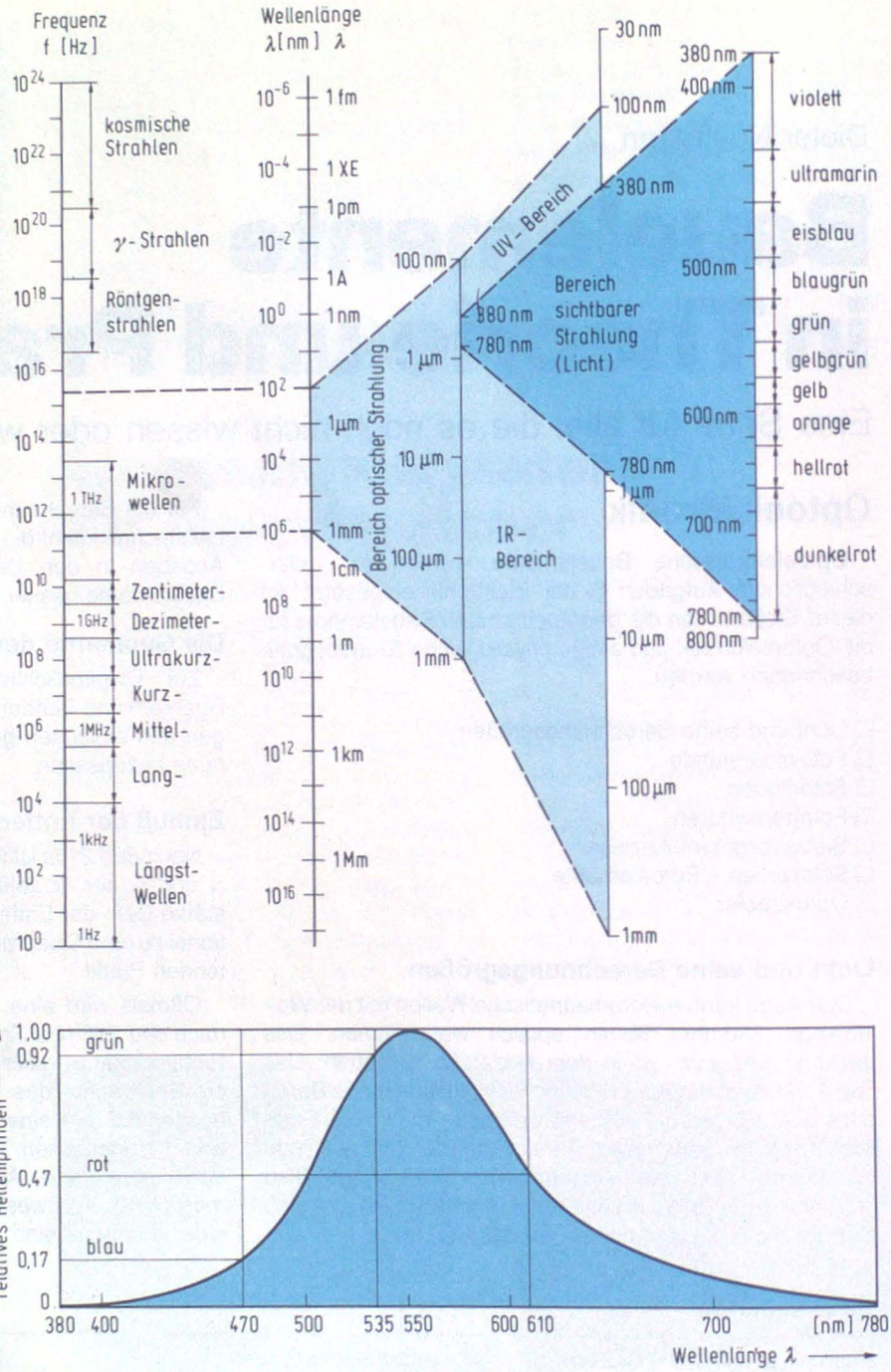


Bild 215. Darstellung des gesamten Frequenzspektrums; a) die Bereiche der optischen Strahlung und des sichtbaren Lichtes sind noch einmal aufgespreizt; b) Helligkeitsempfinden der Farben für das menschliche Auge

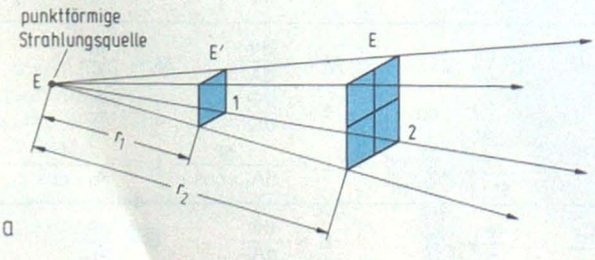


Bild 216. a) Abhängigkeit der Beleuchtungsstärke vom Anstand zur Strahlungsquelle

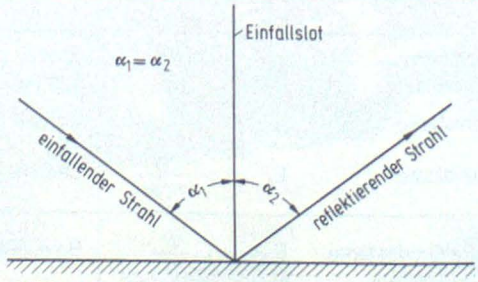


Bild 216. b) Spiegelung eines Strahls an einer ebenen Fläche

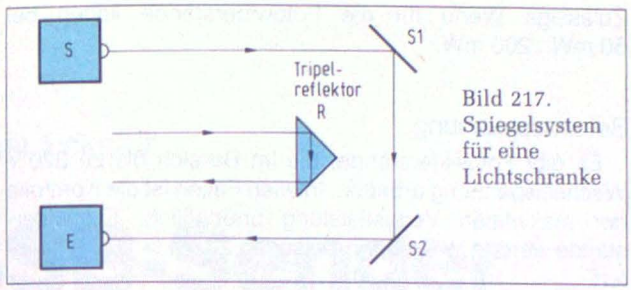


Bild 217. Spiegelsystem für eine Lichtschranke

Die Angaben sind auf das *Bild 220* bezogen, wo u. a. auch die Anwendung eines Hohlspiegels gezeigt ist. Da oftmals mit vorgegebenen Linsen gearbeitet werden muß, deren Brennweite f nicht bekannt ist, läßt sich diese durch einen Versuchsaufbau nach Bild 220 leicht errechnen. Für den Abgleich einer optoelektronischen Mechanik ist es sinnvoll, eine punktförmige, kleine Glühbirne anstelle des Senders anzuordnen und diese durch eine oder mehrere Linsen, gegebenenfalls ein Spiegelsystem, scharf auf der Empfängerebene – plane Fläche – abzubilden. Das geschieht durch entsprechende Änderungen der Gegenstands- und/oder Bildweiten. Bei Empfängern kann durch zusätzliche Linsenanordnung mit einer konkaven oder konvexen Linse ein paralleler Lichteintritt erreicht werden, der durch Ausnutzung der gesamten empfindlichen Empfängerfläche einen großen Wirkungsgrad gewährleistet (*Bild 221*).

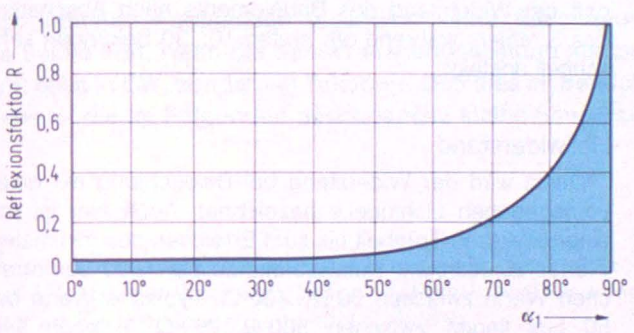


Bild 218. Mit zunehmendem Einfallswinkel α_1 nimmt der Reflexionsfaktor zu

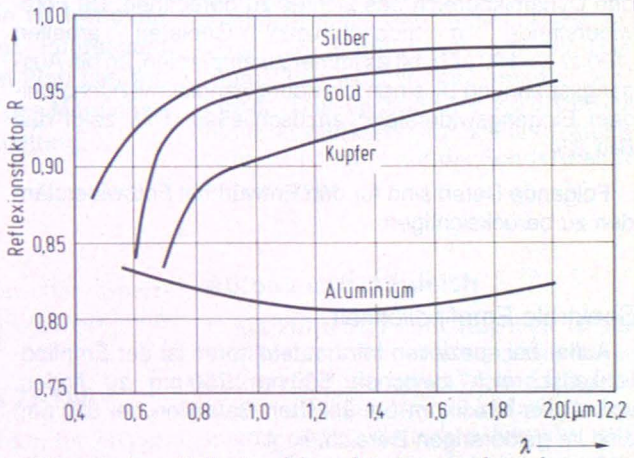
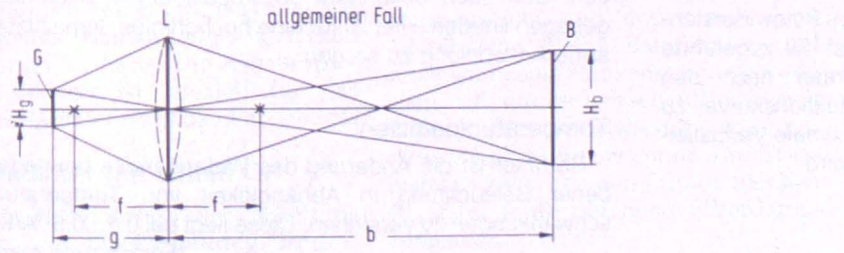
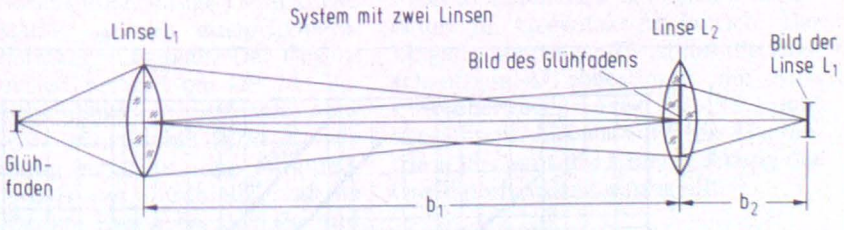


Bild 219. Der Reflexionsfaktor hängt weiterhin ab vom Material und von der Wellenlänge des Lichtes





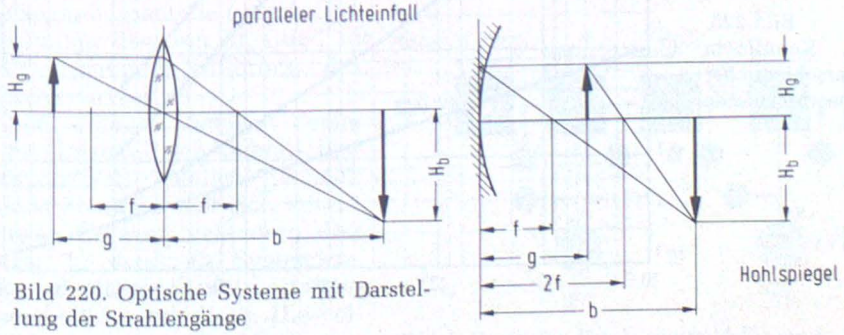


Bild 220. Optische Systeme mit Darstellung der Strahlengänge

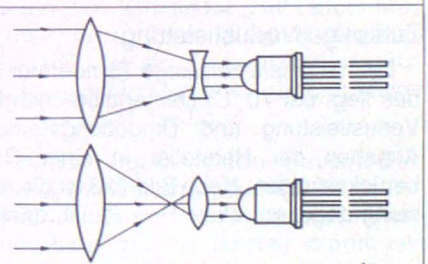


Bild 221. Auswirkung von Vorsatzlinsen auf den Wirkungsgrad von optischen Systemen

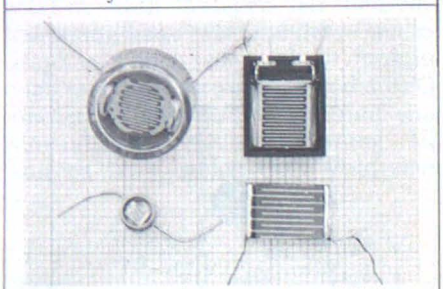


Bild 222. Bauformen gebräuchlicher Fotowiderstände

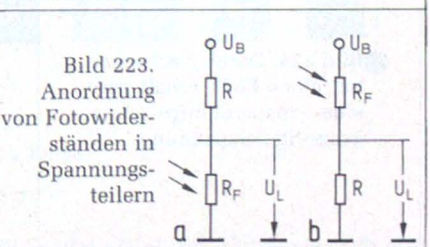


Bild 223. Anordnung von Fotowiderständen in Spannungsteilern

Der Fotowiderstand

Fotowiderstände sind Halbleiterbauelemente, deren Widerstand bei Lichteinfall abnimmt. Sie arbeiten stromrichtungsunabhängig und können somit sowohl für Gleichstrom als auch für Wechselstrom benutzt werden (*Bild 222*).

Allen Einsatzgebieten ist die Schaltung nach *Bild 223a* oder *b* gemeinsam. Der Fotowiderstand R_F wird als Spannungsteiler mit einem Widerstand R zusammengeschaltet. Dabei wird die erhaltene lichtabhängige Steuerspannung U_L in der Schaltung a kleiner und in der Schaltung b größer bei Lichteinfall. Das kennzeichnet die beiden möglichen Ausgangsspannungslagen. Der Widerstand R ist entsprechend der maximalen Leistung im Hinblick auf U_B sowie den Dynamikbereich des Lichtes zu berechnen. Da Fotowiderstände in hochohmigen Gebieten arbeiten (100 Ω...>100 kΩ), ist es immer zu empfehlen, an die Ausgangsspannung U_L einen Impedanzwandler mit hochohmigem Eingangswiderstand anzuschließen. Das zeigt das *Bild 224*.

Folgende Daten sind für den Entwurf mit Fotowiderständen zu berücksichtigen:

Spektrale Empfindlichkeit

Außer bei speziellen Infrarotdetektoren ist der Empfindlichkeitsbereich zwischen 500 nm...750 nm zu finden, wobei das Maximum bei üblichen Bauteilen bei 600 nm, also im gelborangen Bereich, liegt.

Zulässige Verlustleistung

Die maximale zulässige Temperatur des Fotowiderstandes liegt bei 70 °C. Dementsprechend ist die zugeführte Verlustleistung und Umgebungstemperatur nach den Angaben der Hersteller in einer Reduktionskurve zu berücksichtigen. Nach Bild 223 ist die maximale Verlustleistung gegeben, wenn $R = R_F$ ist, dann wird

$$P_{max} = \frac{U_B^2}{4\,R}$$

Zulässige Werte für die Fotowiderstände liegen bei 50 mW...200 mW.

Betriebsspannung

Es gibt Fotowiderstände, die im Bereich bis zu 220 V Wechselspannung arbeiten. In allen Fällen ist die Kontrolle der maximalen Verlustleistung unerläßlich. Fotowiderstände werden in Gruppen zwischen 20 V...> 300 V geliefert.

Dunkelwiderstand

Darunter wird der hochohmige Widerstand verstanden, der sich bei völliger Dunkelheit und nach t > 30 Minuten einstellt. Er erreicht Werte bis > 200 MΩ. Zu beachten ist, daß der Widerstand des Bauelements nach Abschalten des Strahlers während der ersten 10...30 Sekunden sehr schnell ansteigt.

Hellwiderstand

Damit wird der Widerstand bei Beleuchtung mit einer vorgegebenen Lichtquelle bezeichnet. Auch hier ist mit einer gewissen Trägheit bis zum Erreichen des minimalen Wertes zu rechnen. Hellwiderstände bei 1000 Lux erreichen Werte zwischen 50 Ω...400 Ω. Typische Werte bei 50 Lux liegen zwischen 500 Ω...75 kΩ je nach Typ (*Bild 225*).

Trägheit

Fotowiderstände haben eine nicht zu vernachlässigende Zeitkonstante τ in Abhängigkeit von Lichtstromänderungen. Dem muß besonders bei Impulsbetrieb Rechnung getragen werden. Hier ist für eine hochohmige, kapazitätsarme Ankopplung zu sorgen.

Temperaturkoeffizient

Darunter ist die Änderung des Widerstandes bei gegebener Beleuchtung in Abhängigkeit von Temperaturschwankungen zu verstehen. Diese liegt bei 0,2...0,5 %/K.

(Fortsetzung folgt)

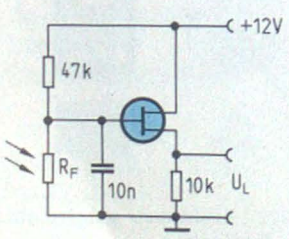


Bild 224. Durch Nachschalten eines FETs erhält man eine niederohmige Ausgangs-Steuerspannung

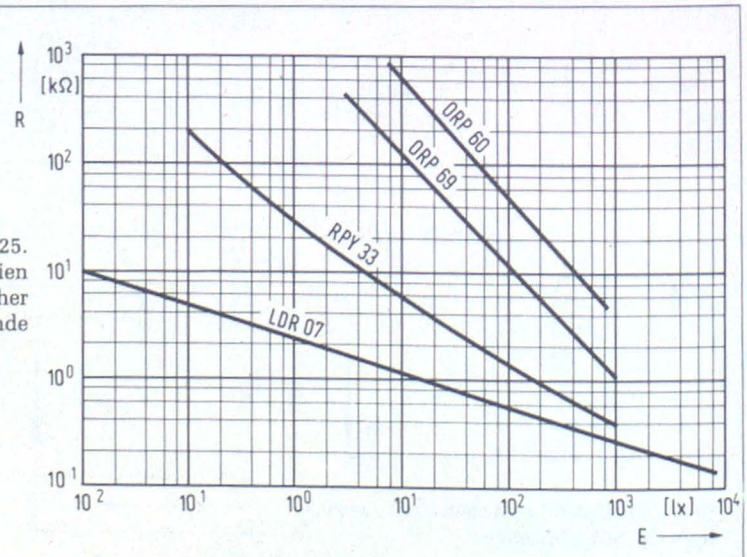


Bild 225. Kennlinien unterschiedlicher Fotowiderstände

Holger Eckardt

SSB-Sender für Kurzwelle

In drei Monaten 21 Länder auf dem 80-Meter-Band zu arbeiten ist mit einer durchschnittlichen Funkanlage eigentlich keine Besonderheit. Interessant wird die Sache erst, wenn die Senderausgangsleistung nur zwei Watt beträgt, und nicht etwa in CW, sondern in Telefonie. Daß dies im Bereich des Möglichen liegt, beweist die im Folgenden beschriebene kleine Senderschaltung.

Nicht nur auf dem 80-Meter-Band, auch auf den höheren Kurzwellenbändern oder als Exciter für ein 2-m-Gerät läßt sich der Sender mit Erfolg betreiben. Die Schaltung sei all jenen empfohlen, die sich bisher aus Furcht vor komplizierter Technik oder teuren Bauteilen noch nicht an den Selbstbau von SSB-Geräten gewagt haben.

Beschrieben wird ein Einseitenbandsender für ein beliebiges, maximal 500 kHz breites Bandsegment zwischen 2 MHz und 25 MHz. Die hier besprochene Version ist speziell für das 80-Meter-Amateurfunkband ausgelegt.

Nf-Verstärker mit einem OP

Die Funktionsweise der Schaltung geht aus der Blockschaltung (*Bild 1*) hervor. Dazu noch einige Details: Der Nf-Verstärker ist mit einem Operationsverstärker aufgebaut. Der Gegenkopplungswiderstand am OP 741 beträgt zweckmäßig – je nach Mikrofonpegel – 27 kΩ...68 kΩ (*Bild 2*). Die Beschaltung sorgt für eine Bandpaßcharakteristik der Durchlaßkurve; die −3-dB-Punkte liegen bei 300 Hz und 3,3 kHz. Zur Entkopplung gegenüber Wechselspannungsanteilen auf der Betriebsspannung liegt ein RC-Glied in der Gleichspannungszuführung des Mikrofonverstärkers.

Der BFO arbeitet statt mit einem Quarz mit einem billigen Keramikfilter als frequenzbestimmendes Element; die genaue Frequenz läßt sich mit T1 in geringen Grenzen verändern. Der Übertrager T2 dient als Symmetriewandler und zur Impedanztransformation, er arbeitet aperiodisch. Die beiden Kondensatoren von 15 pF, die primärseitig nach Masse gehen, dienen nur zur Kompensation der Sperrschichtkapazitäten der Ringmodulatordioden.

Drei Keramikfilter im Zf-Teil

Als Besonderheit werden im Zf-Verstärker statt eines teuren mechanischen oder Quarzfilters drei preisgünstige Keramikfilter benutzt. Obwohl diese Filter eigentlich für AM-Anwendung gedacht sind, erzielt man doch hinreichend kleine Bandbreiten und auch genügend Flankensteilheit, wenn man sie nur entsprechend schwach koppelt. Dies geschieht mit den 22-pF- bzw. 33-pF-Kondensatoren. Die Transistoren zwischen den Filtern gleichen in erster Linie die hohe Filterdämpfung aus.

Der symmetrische Sendermischer arbeitet im Gegentakt-AB-Betrieb. Der Eingangsübertrager T3 ist auf die Zwischenfrequenz abgestimmt, der Ausgangsübertrager T4 ist, wie T2, nicht abgestimmt. Mit P3 wird die Symmetrie und damit die Unterdrückung der Oszillatorfrequenz eingestellt.

Die beiden Treiberstufen sind stark gegengekoppelt damit der Intermodulationsgrad des Signals klein bleibt. Die schwache Ankopplung der Stufen an die Schwingkreise T5 und T6 wirkt sich positiv auf deren Kreisgüte aus und verbessert somit die Spiegelfrequenzunterdrückung.

Die Endstufe arbeitet im AB-Betrieb. Die maximale Ausgangsleistung beträgt ca. 1,5 W (PEP), die Ausgangsimpedanz 50 Ω. Da die Oberwellendämpfung des Endverstärkers nur 23 dB beträgt, folgt noch ein zweistufiges Tiefpaßfilter. Dieses verbessert den Oberwellenabstand der ersten Harmonischen auf 46 dB, für alle höheren Harmonischen wird er dann entsprechend besser. Das Tiefpaßfilter wird frei auf einer kupferkaschierten Platte aufgebaut. Es ist nicht auf der Senderplatine vorgesehen.

Aufbau und Abgleich

Als Hilfmittel zum Abgleich ist neben der 12-V-Stromversorgung ein Oszillograph mit 10 mV/cm Eingangsempfindlichkeit und 10 MHz Grenzfrequenz nötig. Weiterhin braucht man einen Tongenerator, der eine sinusförmige Ausgangsspannung von 1000 Hz liefert. Der Klirrfaktor sollte nicht über 10% liegen. Zum genauen Abgleich des VFO ist ein Frequenzzähler nützlich, es reicht aber auch ein Empfänger für das 80-Meter-Band.

Bild 3 zeigt das Platinenlayout, *Bild 4* den Bestückungsplan. Es ist am besten, wenn der Sender Stufe für Stufe aufgebaut und in Betrieb genommen wird.

Zuerst bestückt man nur den Nf-Verstärker; nach Anlegen der Betriebsspannung kann man auf dem Oszillographen sofort sehen, ob er funktioniert (MP 1). Als zweites folgt der BFO. An der Sekundärseite von T1 muß eine sinusförmige Wechselspannung U_{ss} von ca. 1 V stehen, bei Verdrehen

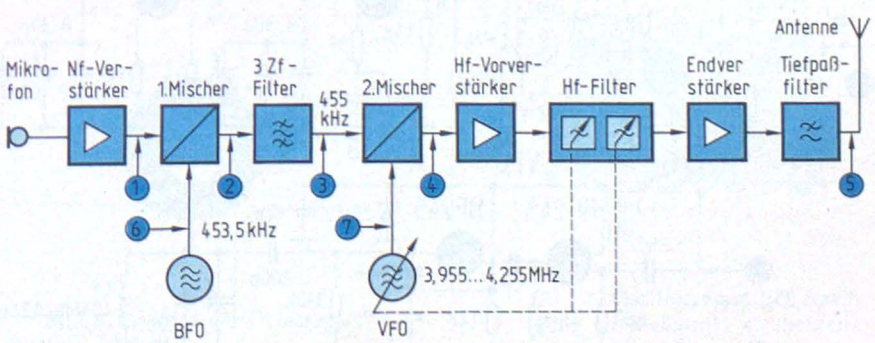


Bild 1. Typisches Blockschaltbild für einen SSB-Sender mit einem Abstimmbereich über das gesamte 80-m-Amateurband

des Kernes von T1 kann diese Schwingung unter Umständen abreißen.

Dann wird der Ringmodulator aufgebaut einschließlich T2. Nach Anlegen der Versorgungsspannung wird zunächst das Eingangspoti P1 auf Null gedreht und mit P2 der Ringmodulator so symmetriert, daß die Spannung an der Sekundärseite von T2 (MP 2) minimal wird. Hier dürfen jetzt nicht mehr als einige mV anstehen, gegebenenfalls muß man einen der beiden primärseitigen 15-pF-Kondensatoren durch einen Trimmer ersetzen. Es werden dann der Trimmkondensator und P2 abwechselnd solange verstellt, bis die Spannung an MP 2 nicht mehr kleiner wird, der Trimmer wird dann durch einen Festkondensator ersetzt. Auf diese Weise erreicht man eine Trägerunterdrückung von 60 dB und mehr.

Ist die Trägerunterdrückung in Ordnung, wird am Mikrofoneingang ein Signal von 10 mV und 1 kHz angelegt. Wenn man P1 nun aufdreht, muß an Meßpunkt 2 ein Signal gemäß *Bild 5* anstehen, die Amplitude liegt bei 50 mV.

Als nächsten Schritt bestückt man den Zf-Verstärker und den 2. Mischer

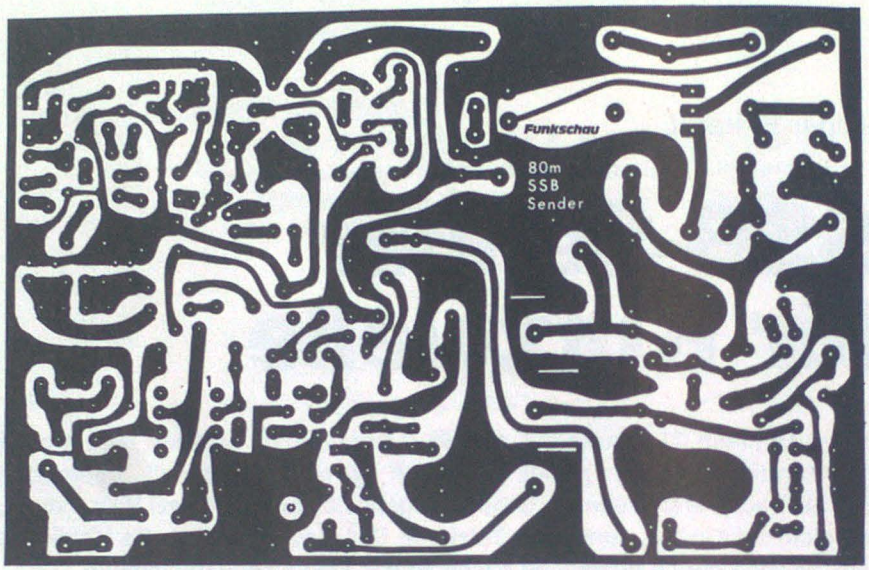


Bild 3. Erprobtes Platinen-Layout für den 80-m-Sender. Außer dem Tiefpaß sind alle Bauteile auf der Platine vorgesehen

einschließlich T4 (*Bild 6*). Den Tastkopf des Oszillographen verbindet man jetzt mit dem Kollektor des letzten Zf-Transistors (MP 3). Am Mikrofoneingang liegt das Testsignal (10 mV, 1 kHz), P1 steht auf Mitte. Mit T1 wird die Spannung an MP 3 auf einen maximalen Wert abgeglichen, dasselbe geschieht dann mit T3. Bei Vollaussteuerung sollte die Spannung an diesem Punkt eine Amplitude U_{ss} von 8 V haben, den Zeitverlauf der Spannung

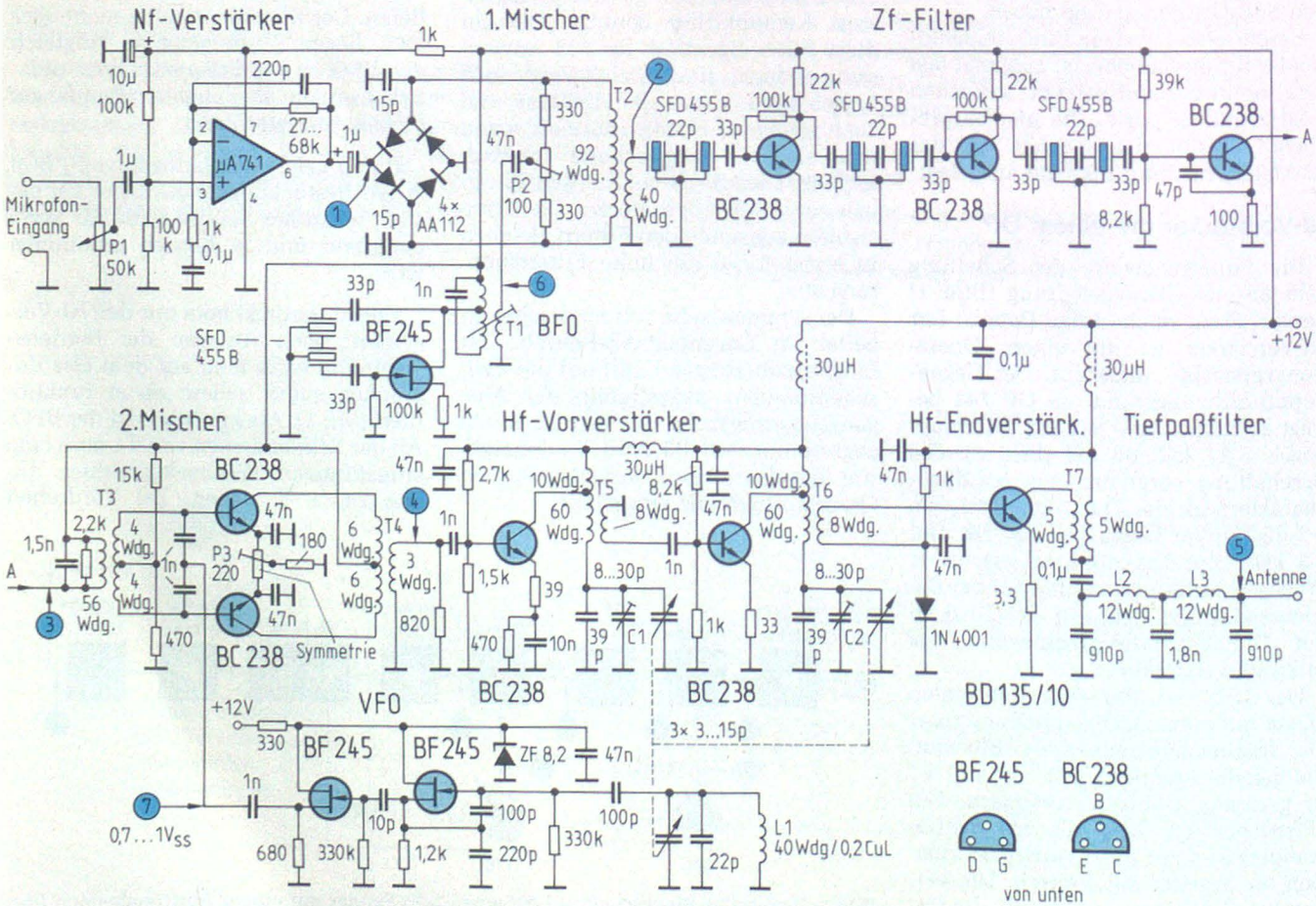


Bild 2. Vollständiges Schaltbild des SSB-Senders, der je nach Bauteile-Toleranzen 1,5...2 W Hf-Leistung abgibt

zeigt *Bild 7*. Die leichte Welligkeit, die man auf der Kurve bei langsamer Ablenkung erkennen kann, ist ein Maß für die Restseitenbandunterdrückung.

Für einwandfreien SSB-Betrieb reicht bereits ein Verhältnis der Amplitude der überlagerten Spannung zur Gesamtamplitude von 1:10, also 20 dB, meist ist es aber wesentlich besser. Beim Übergang zu niedrigen Modulationsfrequenzen nimmt das Verhältnis jedoch etwas ab. Nun wird die Nf-Spannung wieder weggenommen und die Trägerunterdrückung noch einmal vorsichtig nachgestellt.

Sorgfältig aufzubauen: der VFO

Als nächste Stufe folgt der VFO. Die beiden Kondensatoren am FET (100 pF und 220 pF) sollten Styroflexkondensatoren sein, der Kondensator parallel zum Drehko ist keramisch. Die Spule L1 befindet sich auf einem Klemmspulenkörper und wird als erstes Teil auf die Platine gesteckt. Dann wird das eine Ende des Spulendrahtes in das Masseloch gesteckt und angelötet. Anschließend werden die 40 Windungen aufgebracht, und das andere Ende des Drahtes wird ebenfalls angelötet. Nun bestückt man die Platine mit den restlichen VFO-Teilen, ganz zum Schluß wird der Drehkondensator befestigt.

Dazu werden dessen Lötfahnen mit einem Seitenschneider abgezwickt und statt dessen Drähte direkt an die Punkte gelötet, an denen auch die Statorplatten befestigt sind. Drähte und masseseitige Lötlaschen des Drehkos werden in die dafür auf der Platine vorgesehenen Löcher und Schlitze gesteckt, so daß er direkt auf dieser aufsitzt. Danach wird der Kern der Spule so eingestellt, daß die VFO-Frequenz von 3945 kHz bis 4265 kHz verläuft.

Die Spannung U_{ss} am MP 7 beträgt dabei 0,7 bis 1 V, sie muß einen vollkommen sinusförmigen Verlauf haben.

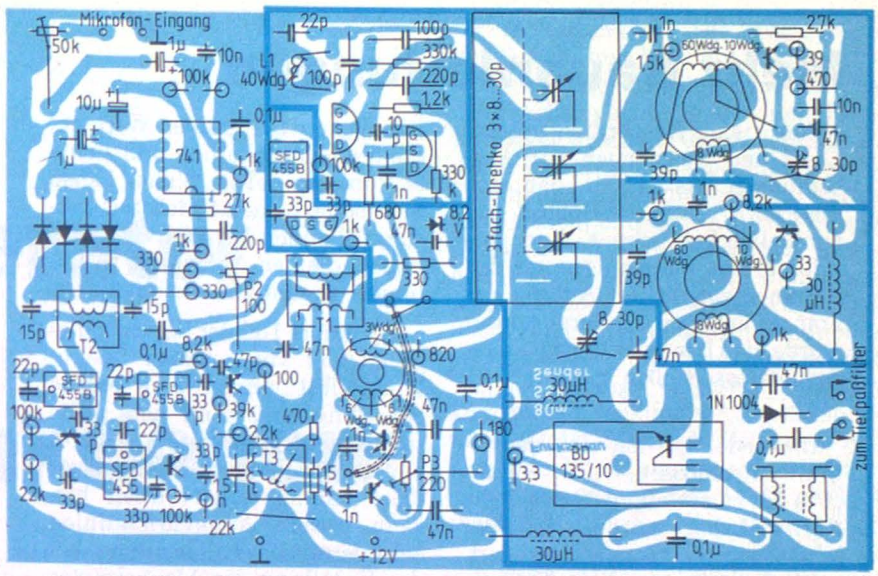


Bild 4. Bestückungsplan zur Platine. Nach dem Bestücken sind zur Abschirmung an den farbig markierten Stellen Abschirmbleche einzulöten

Falls das nicht der Fall ist, hilft eine Siliziumdiode, die in Durchlaßrichtung zwischen Gate und Masse des Oszillatortransistors gelegt wird. Zwischen Source des zweiten VFO-Transistors, der Pufferstufe, und den beiden 1-nF-Kondensatoren des zweiten Mischers muß auf der Unterseite der Platine eine Drahtbrücke oder ein abgeschirmtes Kabel gelegt werden.

Als folgenden Abgleichschritt mißt man die Spannung an MP 4 (Sekundärseite von T4). Dazu wird zuerst das Gate des BFO-Transistors nach Masse kurzgeschlossen, dann mit P3 die Spannung an MP 4 auf ein Minimum eingestellt. Die Kurzschlußbrücke wird wieder beseitigt, und das Meßsignal (10 mV, 1 kHz) an den Mikrofon-Eingang gelegt. Das Oszillogramm ähnelt dem an MP 2 (Bild 6), doch beträgt der Abstand zwischen zwei Wellentälern jetzt 1 µs und die Periode der Grundschwingung 250 ns.

Weitere Bestückung problemlos

Die Bestückung der restlichen Platine mit Treiberstufen und Endverstärker bereitet jetzt keine Schwierigkeiten mehr, die Windungszahlen der Übertrager entnehme man dem Schaltplan.

Der höheren Güte wegen haben die Übertrager T6 und T5 Eisenpulverkerne, während T4 und T7 Ferritkerne sind. Dank der hohen Permeabilität spart man sich das Bewickeln dieser Kerne mit vielen Windungen. Für T7 nimmt man zwei ca. 15 cm lange Stükke 0,6 mm dicken CUL-Draht, verdrillt sie leicht und wickelt sie dann fünfmal um den Ferritkern (Achtung: beim Einlöten Anschlüsse nicht vertauschen).

Nach der Inbetriebnahme muß der Endstufentransistor 10...15 mA Ruhestrom aufnehmen. Ist dies nicht der

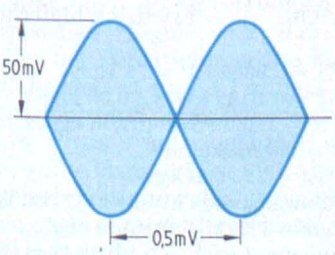


Bild 5. Oszillogramm der Spannung am Meßpunkt 2 bei Ansteuerung des Eingangs mit 10 mV/1 kHz

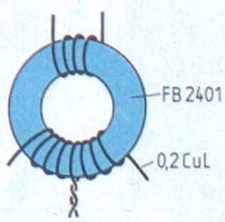


Bild 6. So wird der Übertrager T4 gewickelt

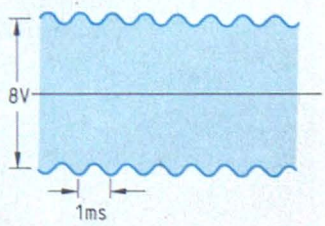


Bild 7. Oszillogramm der Spannung an Meßpunkt 4, ebenfalls mit 10 mV/1 kHz am Eingang

Mehr Bauanleitungen

Aus vielen Zuschriften unserer Leser und Gesprächen auf Ausstellungen wissen wir, daß sich die Rubrik „Praxis & Hobby" großer Beliebtheit erfreut. Auch bestätigte eine Befragung unter den Abonnenten, die im Auftrag des Franzis-Verlages durchgeführt wurde, daß Bauanleitungen auf reges Interesse stoßen.

Die Redaktion hat sich daraufhin entschlossen, die Rubrik „P & H" zu erweitern. Das FUNKSCHAU-Labor wurde schon zu Jahresbeginn personell vergrößert, um alle eingesandten Bauvorschläge vor der Veröffentlichung eingehend untersuchen zu können. Bei der Auswahl der Bauanleitungen wird größter Wert auf die Nachbausicherheit und sichere Funktion gelegt. Sicher haben Sie schon bemerkt, daß wir verstärkt Platinen-Layouts veröffentlichen, die den Aufbau der Schaltungen wesentlich erleichtern.

Der größte Teil der Bauvorschläge stammt von unseren Lesern. Wer selbst einmal eine eigene Schaltung entwickelt hat, sollte sich nicht scheuen, sie uns anzubieten. Wer Interesse an einer Veröffentlichung seiner Arbeit hat, kann unsere Autorenrichtlinien anfordern, die Hilfestellung bei der Erstellung des Manuskriptes geben. Wir akzeptieren jedoch nur exklusive Beiträge, die noch nicht veröffentlich waren. Die Red.

Stichworte zum Inhalt
Einseitenband-Sender für 80-m-Band, BFO-Ringmodulator, Zf-Verstärker, Keramikfilter SFD455B, VFO, Tiefpaßfilter, Restseitenband.

Fall, muß der 1-kΩ-Widerstand, der die Diode 1N4001 in der Endstufe mit positiver Spannung versorgt, entsprechend abgeändert werden.

Das Meßsignal wird jetzt wieder an den Eingang gelegt und der Drehko in Mittelstellung gebracht; an das Tiefpaßfilter wird ein 50-Ω-Widerstand angeschlossen. Mit den beiden Trimmkondensatoren C1 und C2 wird das Ausgangssignal auf ein Maximum gebracht (MP 5). Wird nun der Drehko verstellt, darf sich die Ausgangsspannung höchstens um 20% ändern. Bei Vollaussteuerung mit dem Meßsignal muß an einem induktionsarmen 50-Ω-Widerstand eine Spitzen-Spitzen-Spannung von 25...30 V anstehen. Die Spannung muß einen absolut sinusförmigen Verlauf haben. Damit ist der Sender betriebsbereit.

Bild 8 zeigt eine fertig bestückte Platine. Zur besseren Ansicht wurden die Abschirmbleche weggelassen.

Hinweise zur Inbetriebnahme

Bei Einbau in ein Gehäuse kann sich der Abgleich wieder etwas verschieben, durch leichtes Nachstimmen der Kreise ist das aber gut auszugleichen. In der *Tabelle* sind die wichtigsten Bauteile und Angaben zu Spulen aufgeführt. Bei Beschaffungsschwierigkeiten der Bauteile gibt die Redaktion gern Auskunft.

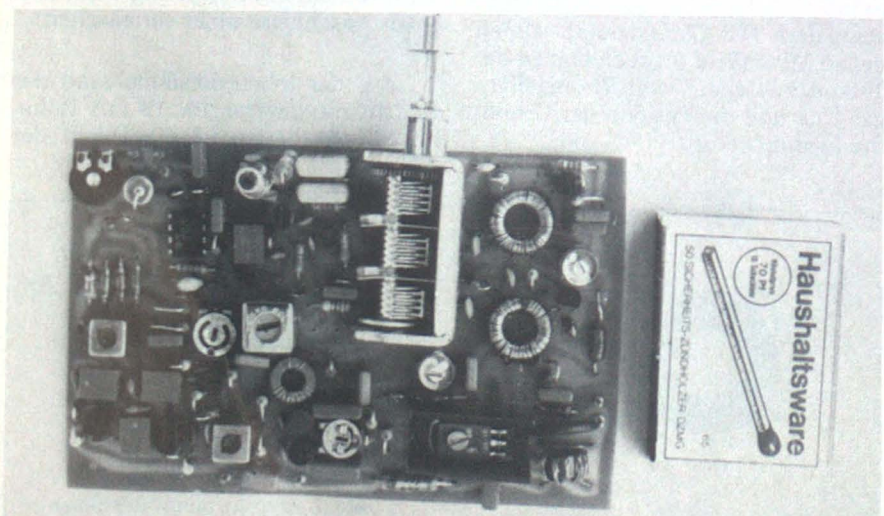


Bild 8. Ansicht der fertig bestückten Platine. Sie enthält den gesamten Sender mit Ausnahme des Tiefpasses. Die Abschirmbleche wurden zur besseren Ansicht weggelassen (Foto: Neu.)

Tabelle der wichtigsten Bauteile

Alle Kondensatoren unter 10 nF: keramisch
alle Widerstände: 0,25 W
Drehkondensator: 3 × 15 pF
Zf-Filter: SFD455B
T1: AM-Spulenfilter 10 mm, Kernfarbe gelb
T2: Neosid Nr. 005173, 0,2 CuL
T3: Neosid Nr. 005155, 0,2 CuL
T4: Amidon Nr. FB2401, 0,2 CuL
T7: Amidon Nr. FB2401, 0,6 CuL
T5, T6: Amidon T50-2, 0,2 CuL
L1: Klemmspulenkörper 5 mm Ø, Kernfarbe rot, 40 Wdg. 0,2 CuL
L2, L3: Amidon T50-2, 12 Wdg. 0,6 CuL
Hf-Drosseln: 30 µH, 0,3 A
Alle Windungszahlen sind in Bild 2 angegeben.

PS – kW

Es ist doch erstaunlich, wie hartnäckig sich die Maßeinheit PS gegenüber dem kW hält. Zum Beweis folgt eine Tabelle aus dem „Technischen Hilfsbuch", herausgegeben von Schuchardt & Schütte, 5. Auflage, Kommisions-Verlag Julius Springer, Berlin 1922 (!):

Pferdestärke – Kilowatt

Eine Reihe der maßgebendsten wissenschaftlichen und technischen Gesellschaften und Vereinigungen sowie führende Großfirmen haben beschlossen, die Bezeichnung „Pferdestärke" in Zukunft, wenn möglich, nicht mehr anzuwenden. Anstelle der Leistungseinheit PS, die 75 Kilogrammeter, oder HP (horsepower), die 76 Kilogrammeter in der Sekunde beträgt, ist die absolute Leistungseinheit 10^{10} Erg/s zu setzen, die mit Kilowatt, Großpferd oder Neupferd (NP) bezeichnet wird und praktisch 102 Kilogrammetern in der Sekunde entspricht. Friedrich Meierhöfer

1 PS = 0,9863 HP = 75 kgm/s
1 HP = 1,0139 kW = 76,05 kgm/s
1 kW = 1,360 PS = 101,98 kgm/s
1 Pferdestärkestunde
PSst = 270 000 kgm
1 Kilowattstunde kWst = 367 000 kgm
1 kgm = 7,2331 Fußpfund engl.
1 Fußpfund engl. = 0,13825 kgm
1 HP = 550 Fußpfund engl.
1 PS = 542,48 Fußpfund engl.

Friedrich Bayer

Sinusgenerator mit Walsh-Funktionen

Diese Bauanleitung für einen Generator, der zur Generierung der Funktion Rechteckfunktionen nach J. L. Walsh benutzt, zeigt eine Anwendung zum Beitrag „Die Erfindung des Herrn Walsh" auf Seite 83 dieses Heftes. In diesem ersten Teil wurde ein wenig theoretisiert – nur soviel, wie zum Verständnis der Walsh'schen Entdeckung notwendig –, hier beschränken wir uns auf den praktischen Aufbau eines solchen Generators.

Der Gesamtaufbau des Generators ist aus *Bild 1* ersichtlicht. Der Oszillator ist mit Gattern aufgebaut. Mit dem Potentiometer P1 kann die Frequenz zwischen 1,5 kHz und ca. 19 kHz variiert werden, so daß sich für die Walsh-Funktion W 1 eine Frequenz von 1/16 der Oszillatorfrequenz, also von 94 Hz bis 1,2 kHz, ergibt. Der binäre Frequenzteiler 4520 (hier nur zur Hälfte beschaltet) erzeugt die vier Rademacher-Funktionen, aus denen – wie im ersten Teil des Beitrags beschrieben – über EXOR-Gatter die Walsh-Funktionen W 1...W 15 gewonnen werden. Die Gleichspannung für die Funktion W 0 wird direkt aus der Versorgungsspannung ± 7,5 V gewonnen.

Jeder Walsh-Funktions-Ausgang liegt an einer Buchse. Der Ausgangspegel kann mit einem Potentiometer entsprechend den Koeffizientenberechnungen eingestellt werden. Die vor das Koeffizientenpotentiometer geschalteten Gatter (je ¼ 4070B) erzeugen ein gegenphasiges Signal, so daß am Schleifer der Potentiometer die Funktion zwischen −1 und +1 anliegt. Der Reihenwiderstand am Potentiometer kann im Prinzip noch verändert werden; er sollte aber 10 kΩ nicht wesentlich unterschreiten, weil sich sonst der Ausgangswiderstand der ICs störend bemerkbar macht.

OP summiert 15 Funktionen

Die Ausgangsströme aller Potentiometer werden im virtuellen Nullpunkt der nachfolgenden Operationsverstärker 1458 summiert. Die vorgesehene Verstärkungsregelung mit P2 ist nützlich, um eine Übersteuerung zu vermeiden. Der nachfolgende Operationsverstärker invertiert das Analogsignal, damit zwischen den einzelnen Walsh-Funktionen, die an Buchsen zur Verfügung stehen, und dem Ausgang Ua die richtigen Phasenbeziehungen bestehen. Parallel zu den Gegenkopplungswiderständen der beiden OPs sind noch zwei Integrationskondensatoren eingezeichnet, die nach Bedarf zur Tiefpaßfilterung eingesetzt werden können. Die maximale Ausgangsspannung beträgt ca. ±10 V. Bei gutem Abgleich der Potentiometer kann ein Störspannungsabstand von 60 dB erreicht werden.

Besonderes Augenmerk wurde der Erzeugung der Versorgungsspannung gewidmet (*Bild 2*). Entsprechend der Definition, daß die Walsh-Funktion einen Geltungsbereich von −1...+1 hat, müssen beide Versorgungsspannungen

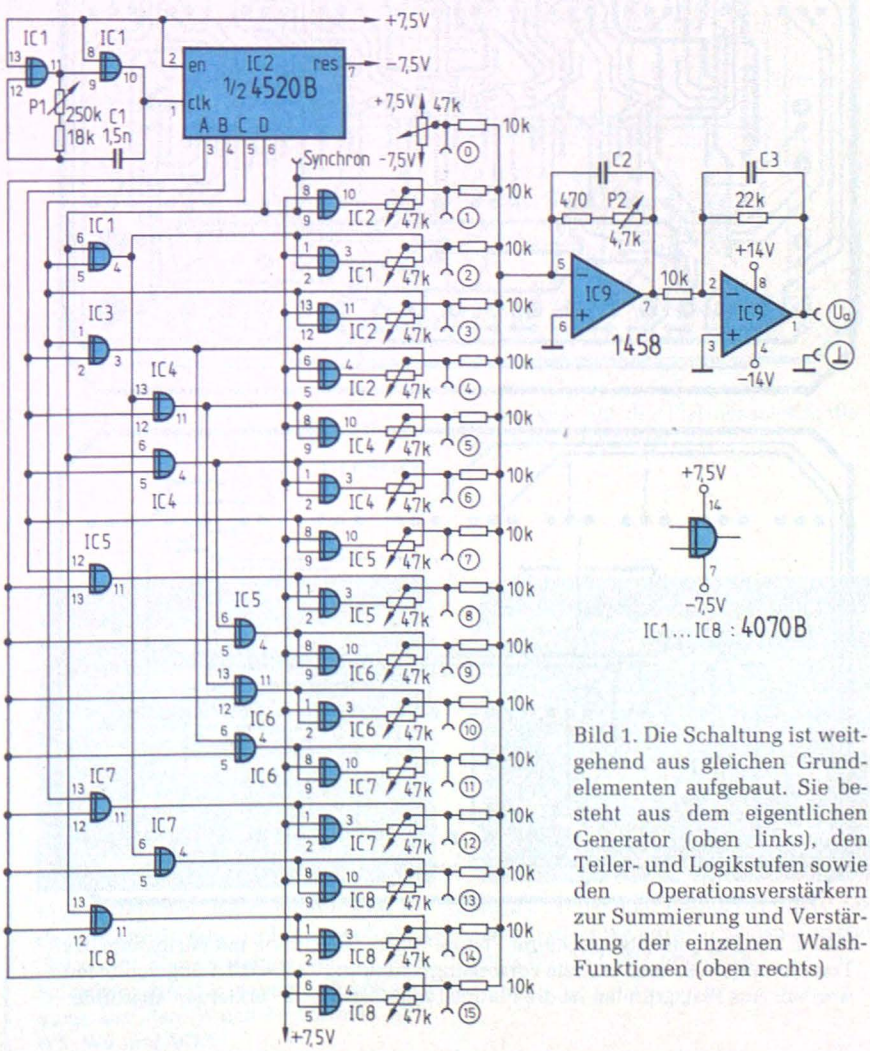


Bild 1. Die Schaltung ist weitgehend aus gleichen Grundelementen aufgebaut. Sie besteht aus dem eigentlichen Generator (oben links), den Teiler- und Logikstufen sowie den Operationsverstärkern zur Summierung und Verstärkung der einzelnen Walsh-Funktionen (oben rechts)

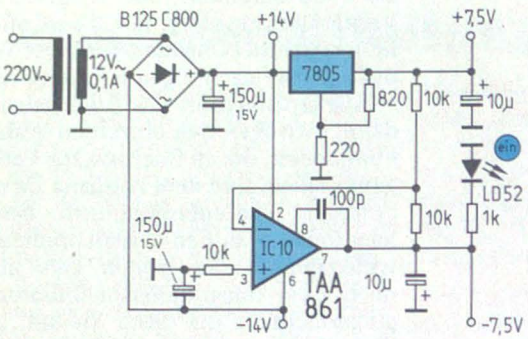


Bild 2. Das Netzteil für die symmetrische Versorgungsspannung ist so aufgebaut, daß die negative Spannung von einem Operationsverstärker erzeugt wird. Er erhält als Referenzspannung die geregelte positive Ausgangsspannung

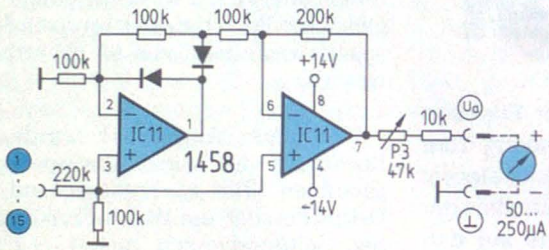


Bild 3. Zur Einstellung der errechneten Koeffizienten dient diese Vollwellen-Gleichrichterschaltung

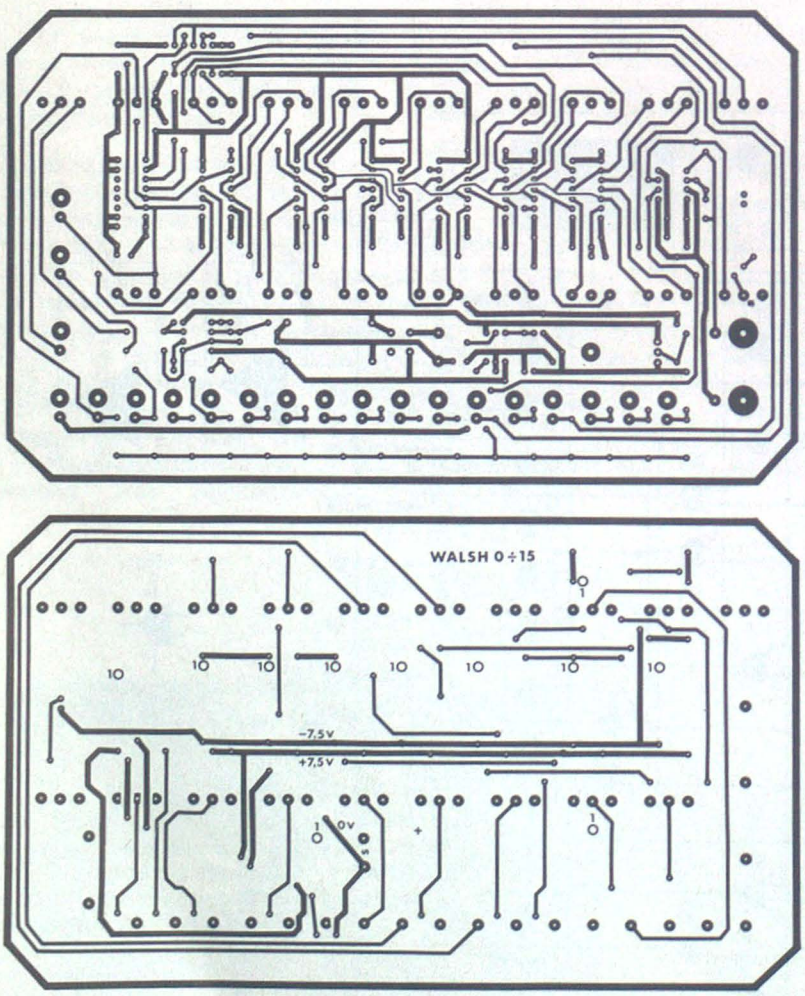


Bild 4. Die doppelseitig kaschierte Platine trägt alle Bauteile mit Ausnahme des Transformators.Es muß nur dieVersorgungsspannung 12V≈/0,1A angeschlossen werden. Aus Platzgründen ist die Platine im Maßstab 1 : 2 verkleinert abgebildet

betragsmäßig gleich groß sein. Während die positive Versorgungsspannung ein integrierter Spannungsregler erzeugt, dessen nominelle Ausgangsspannung von +5 V über zwei Widerstände auf +7,5 V angehoben wurde, wird die negative Versorgungsspannung mit einem Operationsverstärker erzeugt, der als Referenzspannung die positive Ausgangsspannung verwendet. Der Operationsverstärker TAA 861 besitzt einen offenen Kollektorausgang (daher die zusätzliche Vorlast der Leuchtdiode in Serie mit 1 kΩ) und kann maximal 70 mA aufnehmen. Wichtig für gute Symmetrie ist, daß die beiden 10-kΩ-Widerstände am invertierenden Eingang gut übereinstimmen.

Die digitalen ICs werden mit 15 V betrieben (± 7,5 V), während die Operationsverstärker aus der unstabilisierten Gleichspannung versorgt werden, damit ein größerer Ausgangsspannungshub erzielt werden kann. Zur Siebung der Versorgungsspannung sind zusätzlich noch 1 x 0,1 µF/Keramik- und 2 × 10 µF/16 V Tantalkondensatoren zwischen ± 7,5 V angeordnet.

Abgleiche und Montage problemlos

Falls kein Oszilloskop zur Verfügung steht, ist als Option noch ein Vollweggleichrichter vorhanden, damit die Amplituden (anhand der Koeffizienten) der einzelnen Walsh-Funktionen entsprechend der vorausgegangenen Berechnung eingestellt werden können (*Bild 3*). Diese Schaltung weist gegenüber den üblichen Gleichrichtern den Vorteil eines sehr hohen Innenwiderstandes auf. Dadurch werden die Potentiometer bei der Messung nicht übermäßig belastet. Die Gesamtverstärkung der Schaltung, beträgt 1 für Rechteckspannungen, die symmetrisch zur Nullinie liegen. Das Ausgangssignal gelangt über das Potentiometer P3, mit dem der Vollausschlag eingestellt werden kann, auf ein Meßinstrument mit 50...250 µA Vollausschlag, an dem nun direkt die einzelnen Koeffizienten abgelesen werden können.

Die Verwendung von CMOS-ICs ergibt einen sehr geringen Strombedarf, wodurch nur ein kleiner Transformator benötigt wird, der jedoch nicht auf der Leiterplatte sitzt.

Die doppelseitige Leiterplatte (*Bild 4*) ist so ausgelegt, daß außer den Wechselspannungsanschlüssen zum Transformator keine weitere Verdrahtung mehr notwendig ist. Aus Platz-

gründen kann die Platine ausnahmsweise nur verkleinert im Maßstab 1:2 abgebildet werden. Auf der Seite a der doppelkaschierten Leiterplatte befinden sich alle elektronischen Bauteile, während auf der Seite b die Potentiometer und die Leuchtdiode aufgesetzt sind (*Bild 5*). Die Drehrichtung aller Potentiometer ist so ausgelegt, daß sich im Uhrzeigersinn eine Erhöhung des eingestellten Wertes ergibt. Bei den Koeffizienten-Potentiometern liegt +1 am rechten und −1 am linken Endanschlag.

Nachdem alle Bauteile aufgelötet sind, wobei zu beachten ist, daß alle Potentiometer senkrecht und in gleicher Höhe sitzen, wird die Frontplatte, in der vorher die Buchsen eingesetzt wurden, direkt aufgesteckt und mit den Potentiometern verschraubt. Anschließend brauchen nur noch die Buchsen direkt über kurze Drahtbrükken und die Sekundäranschlüsse des Trafos angelötet werden. Die Frontplatte ist nun so stabil mit der Leiterplatte verbunden, daß keine weitere Befestigung jener mehr notwendig ist. Als Gehäuse ist die Ausführung Teko Typ 363 vorgesehen. Alle erforderlichen Bauteile sind in der *Tabelle* aufgeführt. Zwei Beispiele mit Kurven, die mit diesem Generator erzeugt wurden, zeigen die beiden Oszillogramme in den *Bildern* 6 und 7.

Die in Bild 6 dargestellte Sinuskurve (unterster Kurvenzug) wird aus den Walsh-Funktionen W 1, 5, 9 und 13 gebildet. Die Amplituden wurden vorher berechnet und mit den zugehörenden Potentiometern auf diesen Wert eingestellt. Man erkennt deutlich die unterschiedlichen Rechteckspannungen im Oszillogramm. Ebenso wurde bei der Erzeugung der Treppenkurve in Bild 7 vorgegangen.

Für den privaten Gebrauch sind Platinen erhältlich (nicht durchkontaktiert) bei Siegfried Kilgenstein, Bleisteinstraße 5, 8000 München 50.

Stückliste der Halbleiter:

7 x CD 4070 BE oder MC 4070 BCP
1 x CD 4520 BE oder MC 14520 BCP
2 x MC 1458 oder SN 72558
1 x TAA 861 oder TAA 761
1 x LM 340-5 oder 7805 C
im TO 220-Gehäuse
1 x LD 52 C
2 x 1N 914

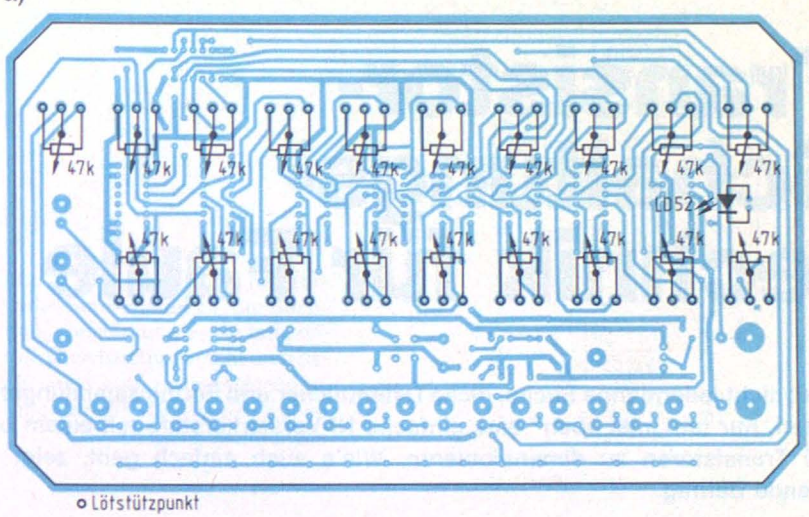
Literatur

Byte 9 (1977), Seite 190–198.

Stichworte zum Inhalt

Rademacher-Funktionen, Koeffizienten-Berechnung, Sinusfunktion, Treppenkurve.

a)



b)

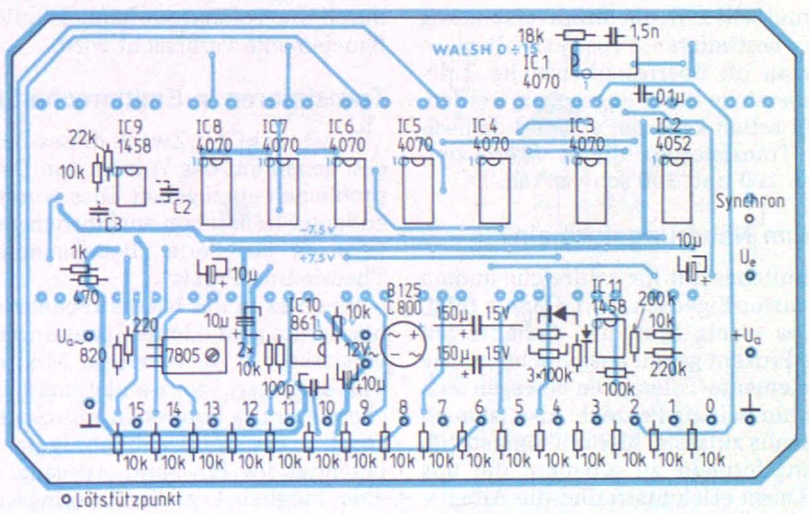


Bild 5. Alle elektronischen Bauteile befinden sich auf der Platinenseite a; die Potentiometer und die LED werden auf der Seite b bestückt

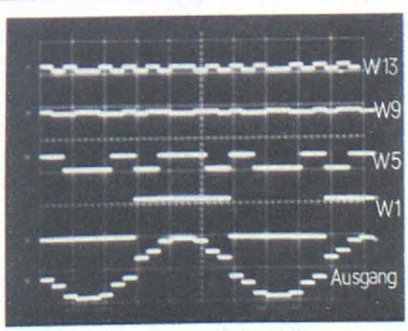


Bild 6. Die nach den Berechnungen aus dem theoretischen Teil des Aufsatzes (Seite 83 dieses Heftes) mit diesem Selbstbaugenerator erzeugte Sinusspannung aus den Walsh-Funktionen W1, W5, W9 und W13

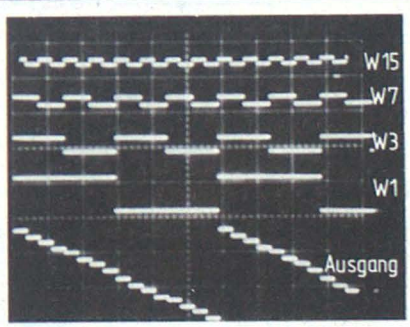


Bild 7. Auch eine Treppenkurve ist realisierbar – hier mit den Walsh-Funktionen W1, W3, W7 und W15

Transistor-Schaltungstechnik für Faule

Es ist nicht jedermanns Sache, dicke Datenbücher und Formelsammlungen zu wälzen, nur um „mal eben" eine einfache Nf-Verstärkerstufe mit einem oder zwei Transistoren zu dimensionieren. Wie's auch einfach geht, zeigt der folgende Beitrag.

Schlägt man Transistor-Datenbücher auf und will z. B. die Stromverstärkung eines bestimmten Typs feststellen, so ist man oft überrascht, welche Toleranzbereiche dafür angegeben werden. Nicht selten kann bei ein und demselben Transistortyp dieser Wert zwischen 100 und 300 schwanken.

Warum Näherungsformeln?

Ähnliches gilt für zahlreiche andere Transistor-Eigenschaften. Daraus folgt, daß es wenig Sinn hat, Schaltungen auf's Prozent genau auszurechnen: Die Bauelemente-Toleranzen bewegen sich ohnehin bei -zig Prozent. Also ist auch durchaus zulässig, hier mit einigen Näherungsformeln zu arbeiten, die uns das Leben erleichtern und die Arbeitszeit verkürzen. Die Ungenauigkeit der Rechenergebnisse liegt auch bei diesen Formeln immer noch deutlich unter jener Ungenauigkeit, die allein schon durch die Toleranzen handelsüblicher Bauelemente verursacht wird.

Transistoren in Emitterschaltung

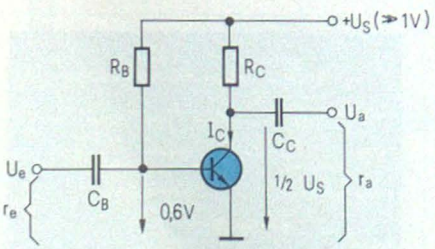
Es ist nicht der Zweck dieses Beitrages, genau auf das Warum von Detailproblemen einzugehen. Dies wurde an anderer Stelle schon ausführlich getan, z. B. in der Serie „Bauelemente in Theorie und Praxis".

Wenn es in der Niederfrequenztechnik darum geht, kleine Spannungen zu verstärken (z. B. in einem Mikrofon-Vorverstärker), so wendet man üblicherweise die Emitter-Grundschaltung an; d. h. der Emitter dient als Bezugspotential für Ein- und Ausgang. Um eine möglichst große Ausgangsspannung zu erzielen, läßt man durch die Basis gerade soviel Strom fließen, daß sich am Kollektor die halbe Betriebsspannung einstellt, um die herum die Ausgangsspannung dann ebenfalls jeweils um die halbe Betriebsspannung nach „oben" und „unten" schwanken kann. Die erzielbare Spitze-Spitze-Ausgangsspannung ist also gleich der Betriebsspannung, und grob läßt sich sagen, daß die maximale Effektiv-Ausgangsspannung etwa einem Drittel der Betriebsspannung gleichkommt.

Bild 1a zeigt eine Methode, für den notwendigen Basisstrom zu sorgen. Da an R_C die halbe Betriebsspannung abfällt, läßt sich leicht der Kollektorstrom I_C berechnen, der mit dem Basisstrom über den Stromverstärkungsfaktor β verknüpft ist:
$I_C = \beta \cdot I_B$.

Bild 1a enthält auch alle nötigen Dimensionierungsformeln für die Einfachst-Schaltung. Die verwendete Methode der Basisstrom-Erzeugung hat jedoch einen sehr großen Nachteil, weshalb man sie tunlichst nicht verwenden sollte: Dimensioniert man R_B z. B. für einen Transistor, für den das Datenbuch eine Stromverstärkung von 100 angibt, erwischt aber in der Bastelkiste einen mit $\beta = 200$, so fließt theoretisch (fast) der doppelte Kollektorstrom, und fast die gesamte Betriebsspannung fällt an R_C ab. Die Folge ist, daß die Schaltung schon bei recht geringen Nf-Spannungen stark verzerrt.

Ein kleiner Schaltungskniff hilft uns aus der Patsche: Legt man R_B nicht direkt an die Speisespannung U_S, sondern stattdessen an den Kollektor, so wirkt die ganze Schaltung selbststabilisierend. Erwischt man dann nämlich einen Transistor mit zu großer Stromverstärkung, so sinkt zwar tatsächlich die Kollektor-Gleichspannung etwas ab, aber nicht allzu weit, weil ja gleichzeitig auch weniger Spannung an R_B anliegt und somit wieder weniger Basisstrom fließt.

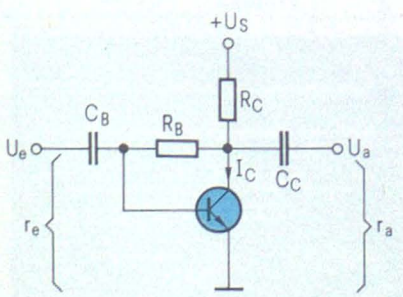


$I_C = \frac{U_S}{2\,R_C}$

$R_B = 2\,R_C \cdot \beta$

$r_e = \beta \cdot \frac{25\,mV}{I_C} = \frac{R_B \cdot 25\,mV}{U_S}$

a)



$I_C = \frac{U_S}{2\,R_C}$

$R_B = \beta \cdot R_C$

$r_e = \frac{25\,mV \cdot R_B}{U_S}$

b)

$V_U = \frac{U_a}{U_e} = \frac{U_S}{50\,mV}$; $I_C = \frac{U_S}{2\,R_C}$; $r_a = R_C$;

$C_B = \frac{1}{3 \cdot r_e \cdot f_u}$;

$C_C = \frac{1}{3 \cdot r_a \cdot f_u}$ (bei Anpassung)

c)

Bild 1. Dimensionierung von Emitterschaltungen bei zwei unterschiedlichen Arten der Basisstrom-Einprägung. Die Schaltung in a) sollte man tunlichst vermeiden, weil sie sehr anfällig gegenüber Bauelemente-Toleranzen ist. Unter c) finden sich Formeln, die sowohl für a) als auch b) zutreffen

Diesen großen Vorteil von Bild 1b muß man sich mit einem meist bedeutungslosen Nachteil erkaufen: Der Eingangswiderstand ist gegenüber Bild 1a um rund die Hälfte geringer. (Der Eingangswiderstand ist jene nicht als Bauelement vorhandene Impedanz, den ein am Eingang angeschlossener Nf-Generator „sieht".)

Bild 1c zeigt schließlich Formeln, die für beide Schaltungsarten gleichermaßen gelten. Dazu gehört auch die Dimensionierung von Koppelkondensatoren an Ein- und Ausgang, die hier für den Fall gilt, daß Generator und Ausgangslast „angepaßt" sind: So soll z. B. am Eingang der Generatorwiderstand gleich dem Eingangswiderstand der Verstärkerstufe sein. Will man nur eine geringere Spannungsverstärkung erzielen, kann man einen Gegenkopplungswiderstand im Emitterzweig vorsehen (*Bild 2*).

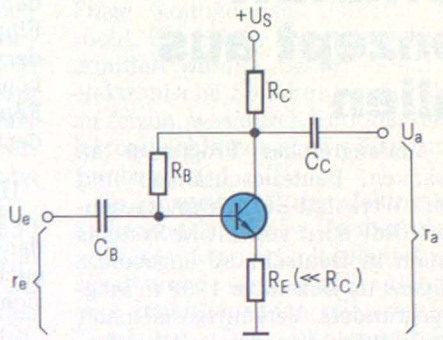


Bild 2. Ein zusätzlicher Emitterwiderstand erlaubt es, die Spannungsverstärkung V_U zu reduzieren. Gleichzeitig erreicht man damit auch eine weitere Verringerung des Klirrfaktors bei großen Ausgangsspannungen

$$V_U = \frac{R_C}{R_E + \frac{25\,mV}{I_C}}$$

$$r_e \approx \beta \cdot R_E \text{ für } V_U \leq 20$$

$$r_a \approx R_C$$

Der Emitterfolger

Bild 3 zeigt eine Schaltung, deren Aufgabe nicht in einer Spannungsverstärkung zu sehen ist, sondern die nur dazu dient, eine hohe Eingangsimpedanz in eine wesentlich geringere Ausgangsimpedanz umzuwandeln – daher auch der Name „Impedanzwandler". Im Prinzip handelt es sich dabei um einen Transistor in Emitterschaltung.

Einen solchen Emitterfolger findet man oft in Verstärkereingängen, die für hochohmige Tonabnehmer oder ähnliches ausgelegt sind. Für die Aussteuerbarkeit gelten die gleichen Überlegungen wie bei der Emitterschaltung.

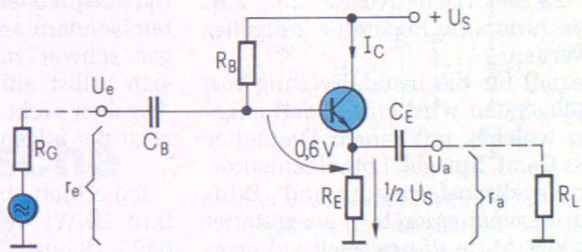


Bild 3. Der Emitterfolger besitzt eine Spannungsverstärkung von 1 und dient ausschließlich zum Heruntertransformieren eines hohen Eingangswiderstandes, um nachfolgende, niederohmige Stufen anzusteuern

$$U_e = U_a \; ; \; V_U = 1 \; ; \; I_C = \frac{U_S}{2 \cdot R_E}$$

$$R_B = \beta \cdot R_E$$

$$r_e = \frac{R_B}{2} \quad \text{(unbel. Ausgang)}$$

$$\frac{1}{r_e} = \frac{1}{\beta \cdot R_L} + \frac{2}{\beta \cdot R_E} \quad \text{(bel. Ausg.)}$$

$$r_a = \frac{R_G}{\beta} \quad (\text{bei } R_G \ll R_B)$$

$$R_E = R_L \cdot \frac{U_S}{3 \cdot U_{a\,max}}$$

Ein Rechenbeispiel

In *Bild 4* ist eine Kombintion von Emitter- und Kollektorschaltung zu sehen: Zunächst dient ein Transistor dazu, die geringe Ausgangsspannung eines Mikrofons auf einen vernünftigen Pegel zu bringen. Zum zweiten wird ein Transistor dafür verwendet, den relativ hohen Ausgangswiderstand dieser Stufe herunterzutransformieren, um z. B. einen Endverstärker niederohmig anzusteuern.

Versuchen Sie am besten selbst, folgendes herauszufinden: Angenommen, beide Transistoren haben einen Stromverstärkungsfaktor $\beta = 200$ (z. B. BC 109B), wie groß ist dann R_B zu dimensionieren? Wie groß ist der Eingangswiderstand der Schaltung, vom Mikrofon aus gesehen? Welchen Ausgangswiderstand r_a besitzt die Schaltung? Und wie groß ist der Speisestrom I_S? Ganz Schlaue können schließlich noch versuchen, zu ermitteln, wo die untere Grenzfrequenz der Schaltung liegt. Fe.

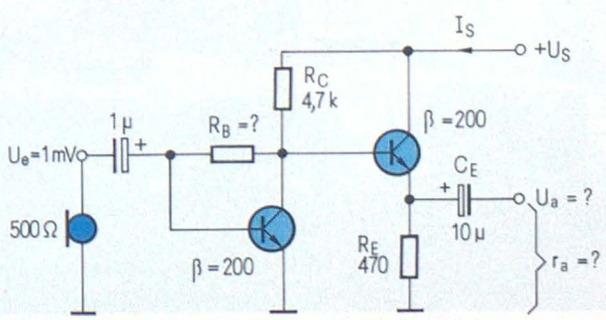


Bild 4. An dieser Kombination von Bild 1b und Bild 3 sollten Sie selbst Ihre Rechenkünste ausprobieren – allzu schwer ist die Aufgabe ja nicht...

Werkstatt-Konzept aus Italien

Ein umfangreiches Programm an Werkbänken, Bauteileschränken und anderer Werkstatt-Einrichtungsgegenstände (*Bild*) wird von MGM-Systems jetzt auch in Deutschland angeboten. Eine eigens im Dezember 1980 in Magstadt gegründete Verkaufsgesellschaft hat den Vertrieb dieser in Italien gefertigten Artikel übernommen, wobei eine enge Bindung an das Stammhaus in der Nähe von Bologna besteht. Die Werkbänke werden mit der Normhöhe 80 cm hergestellt, wobei auf besonders solide Verarbeitung geachtet wird. Die Arbeitsplatten (Stärke 2,2 cm bzw. 5 cm) sind kunststoffbeschichtet und resistent gegen Fette und Säuren; auch Lötzinnspritzer richten keinen Schaden an. Für die Hauptanwendungsfälle kann die elektrische Ausstattung, z.B. für die Autoradio-Reparatur, mitgeliefert werden.

Speziell für die Instandsetzung von Fernsehgeräten wird ein Modell angeboten, welches mit einem Drehteller für das Gerät, Spiegel, Lötkolbenhalter, Trenn-Regeltransformator und Bildröhren-Regeneriergerät ausgestattet ist. In der Mitte dieses auch auf arretierbaren Laufrollen lieferbaren Arbeitstisches ist eine von unten beleuchtbare Milchglas-Platte eingebaut, so daß man Leiterplatten durchleuchten und somit auch versteckte Fehler leichter finden kann.

MGM sieht seine Aufgabe darin, dem Kunden von der Planung bis zur Finanzierung zur Seite zu stehen. Sonderwünsche und Sonderanfertigungen können laut Aussage des deutschen Repräsentanten, Ulrich Alexander, jederzeit berücksichtigt werden.

Die Firma könne auf ein reiches Gut an Erfahrung zurückgreifen und habe dank Eigenfertigung die Möglichkeit, auch ausgefallene Wünsche zu berücksichtigen. Ta.

Mit einem umfangreichen Angebot an Werkstatt-Einrichtungsgegenständen kommt MGM jetzt auf den deutschen Markt. Die im Vordergrund gezeigten Drehstühle sind für die Bundesrepublik mit fünf Laufrollen versehen

Hersteller-angaben falsch

Das Sammeln und Instandsetzen alter Rundfunkgeräte ist in der letzten Zeit zu einem beliebten Hobby geworden. Dabei ist es oft nicht nur schwierig, entsprechende Ersatzteile zu erhalten, sondern es sind auch die Unterlagen schwer zu beschaffen. Daß man sich selbst auf am Gerät befindliche Angaben nicht immer verlassen kann, zeigt der folgende Bericht.

Ich erhielt einen Allstromempfänger (mit UKW) des Typs Blaupunkt NU 630 U (Baujahr 1950) zur Reparatur mit der Fehlerangabe, daß beim Einschalten sofort die Netzsicherung anspricht. Da der Fehler nicht mit dem Durchgangsprüfer zu erfassen war, konzentrierte ich meine Suche auf die mit Masse verbundenen Kondensatoren. Diese zeigten aber auch beim Anlegen der Nennspannung keine Ströme, die auf einen Schluß schließen ließen. Auch die Isolationsprüfung von Leitungen und Widerständen brachte kein Ergebnis. Nun überprüfte ich die Röhren. Hier zeigte sich ein Schluß in der Leistungspentode UL 11 zwischen der Katode und dem Steuergitter. War das Problem gelöst? Die Röhre wurde durch einen Ersatztyp (UL 41) mit Adapter ersetzt, die Netzsicherung durch eine neue ersetzt und das Gerät angeschlossen. Der errechnete Nennstrom floß. Als die Röhren den erforderlichen Heizwert erreicht hatten, leuchtete die Leistungspentode blau auf. Ein kleiner gelber Funken beendete das Spektakel, und die Netzsicherung verabschiedete sich abermals.

Beim Durchmessen der Röhre ergab sich derselbe Schluß wie oben beschrieben. Da ich aus der Verdrahtung nicht schlau wurde, fragte ich beim Besitzer nach, ob das Gerät in letzter Zeit schon einmal zur Reparatur war. Aus dem Gespräch ergab sich folgendes: Das Gerät hatte lange Zeit auf dem Boden gestanden, und man hatte zur Säuberung des Radios die Röhren herausgenommen. Da die Bestückung mit den Daten des Herstellers übereinstimmte, konnte hier der Fehler nicht liegen(?). Da auch ein Schaltplan des Gerätes nicht zu erhalten war, half ich mir mit dem eines Vergleichstyps. Dieser und der Schaltungsvergleich ergaben, daß zwischen Katode und Gitter 1 die gleichzurichtende Netzspannung lag. Ebenfalls ergab sich zwischen Anode und einem nicht benötigten Bein der Gleichrichterdiode (UY 11) die Anodenspannung einer Endstufenröhre, da hier der Ausgangsübertrager angeschlossen war.

War die Herstellerangabe auf der Rückwand über die Röhrenbestükkungsreihenfolge falsch? Nach langer Überprüfung der Anschlußbelegungen ergab sich, daß die Pentode UL 11 und die Gleichrichterdiode UY 11 auf dem Bestückungsplan vertauscht sein mußten. Probieren macht klug, der Adapter wurde für eine dritte Röhre (UL 84) umgebaut und die Röhren in falscher Reihenfolge eingesetzt, das Gerät über einen Schutzwiderstand an einen Regeltrafo angeschlossen und das Radio eingeschaltet. Nach kurzer Anheizzeit arbeitete die Schaltung einwandfrei. Nach Abstimmen des UKW-Teils und einem Probelauf konnte das Gerät wieder ausgeliefert werden. Es sei noch darauf hingewiesen, daß die meisten alten UKW-Teile eine unerlaubt hohe Störstrahlung produzieren. Fazit: Man sollte auch Herstellerangaben kritisieren können.

Thomas Herzberg

Universelle Bildröhrenmessung

Seit Jahren bedienen sich Fernsehtechniker im Reparaturdienst mit Erfolg der Bildröhrenmessung. Die in unregelmäßiger Reihenfolge auf den Markt kommenden neuen Bildröhrentypen aber verhindern oft die Meßmöglichkeit, weil vorhandene Prüffassungen am Bildröhrenmeßgerät nicht mit den Sockeln der Neulinge sowie deren Stiftanordnung und Beschaltung übereinstimmen.

Die Firma Passenthien Elektronik (Am Wieshamer Bach 7, 8018 Grafing b. München), die sich seit über 20 Jahren mit Bildröhrenmeßgeräten befaßt, hat für alle Bildröhrenmeßgeräte sämtlicher Fabrikate passende Adapter entwickelt, deren Basis die beim Bildröhrenmeßgerät vorhandene Delta-Fassung (für Type A66-140X usw.) bildet. Die Adapter haben einen Fuß, der die Stiftbeschaltung einer Delta-Farbbildröhre darstellt und dazu eine Fassung für den jeweiligen Prüfling. In meßtechnischer Hinsicht gibt es keine Schwierigkeiten, weil die Meßverhältnisse der neuen Farbbildröhren gegenüber der alten Delta-Röhre keine nennenswerten Unterschiede aufweisen. Selbst bei der Adaptierung von Delta auf besondere Import-In-lines mit zusammengefaßten g1- und g2-Potentialen ist dabei, wie bisher alles meßbar und pro System einzeln zu beurteilen, sofern das betreffende Bildröhrenmeßgerät diese Möglichkeit bereits bei Delta-Röhren zuließ. Ob es sich jetzt um die Messung einer Trinitron-Röhre von Sony mit völlig anders gestaltetem System oder die letztjährigen Bildröhren-Neuheiten von Videocolor in Nordmende-Geräten, RCA-Röhren in einer Anzahl von Blaupunkt-Modellen und dergleichen handelt, oder ob die diesjährigen kleineren Grundig-Modelle mit einer Vielzahl von neuen Bildröhrentypen mit neuem Sockel und neuer Stiftbelegung ein Meßproblem aufwerfen sollten, jedes Bildröhrenmeßgerät kann mit Hilfe dieser Universal-Adapter unkompliziert zur Messung neuer Bildröhrentypen umfunktioniert werden, ohne daß sich an der Bedienung oder der Meßmethode etwas ändert. Besonderheiten – wie z. B. „Rot und Grün gekreuzt zu beurteilen" – sind sowohl im Adapterverzeichnis, als auch direkt auf dem betreffenden Adapter vermerkt. Röhren, deren Meßmöglichkeit mehrere Adapter zuläßt, erscheinen auf dem Markt in beiderlei Ausführung, also mit Topfsockel JEDEC B 12-260 oder Stiftsockel JEDEC B 12-262 (*Bild*), wobei Anordnung, Abstand, Länge und Beschaltung der Stifte beider Ausführungen identisch sind. Die Verschiedenheit der Ausführungen wird nur durch den Kunststoffkörper zwischen den Stiften bestimmt.

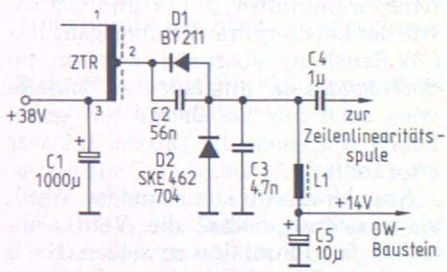
Ein ausführliches Adapterverzeichnis bietet eine gute Übersicht des Angebotes an Adaptern, die alle in laufender Fertigung sind.

Elektronische Sicherung sprach an

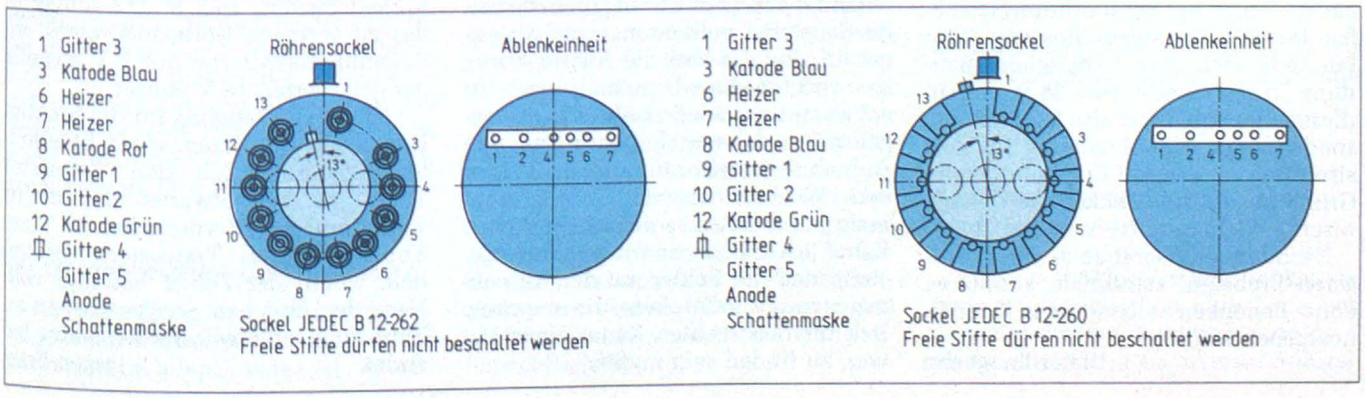
Das ständige Ansprechen und Abfallen eines Relais sowie das kurze Aufhellen des Bildschirms waren die Fehlersymptome eines ziemlich neuen modulbestückten Colorgerätes. Wie schon vermutet, stand das Relais in Verbindung mit der elektronischen Sicherung und trennte im Rhythmus des Abschaltens ständig die Zeilenendstufe von ihrer Spannungsversorgung aus dem Wandlermodul. Mit dem Ziehen des Ablenksteckers verharrte das Relais im angezogenen Zustand, was also auf einen Kurzschluß oder eine Überlastung in der Zeilenendstufe hindeutete. Routinegemäß wurden die dafür in Frage kommenden Bauteile untersucht. Ein Fehler konnte jedoch nicht ermittelt werden. So lag es nahe, die elektronische Sicherung außer Betrieb zu setzen, was durch Entlöten des Kollektoranschlusses am Treibertransistor geschah.

Im Ansprechfall der elektronischen Sicherung ist dieser Treibertransistor geöffnet und sperrt mit seiner durchgeschalteten Kollektor-Emitterstrecke den darauffolgenden relaissteuernden Transistor. Der Sicherungsbaustein war jetzt auf dauerhaftes Anziehen des Relais „programmiert", wonach ich das Gerät einschaltete. Die Hochspannung baute sich jetzt voll auf, jedoch erschien in Bildschirmmitte nur ein waagerechter heller Strich. Die Vertikalablenkung war ausgefallen. Sollte ein Schluß in der Betriebsspannungsversorgung der beiden Vertikalbausteine vorliegen, der die elektronische Sicherung zum Ansprechen gebracht haben könnte? Die besagte Betriebsspannung wurde in der transistorbestückten Zeilenendstufe erzeugt.

Um die Schaltungsbaugruppen nicht zu gefährden, wurde eine schnelle Messung unternommen und das Gerät daraufhin sofort wieder ausgeschaltet. Die Betriebsspannung fehlte nicht, im Gegenteil, sie war viel zu hoch! Anstatt



Statt 38 V waren am Elektrolytkondensator C 1 immerhin 62 V zu messen. Die Impulsdioden D 1 und D 2 waren einwandfrei



38 V waren am Elko C 1 (*Bild*) ca. 62 V zu messen. Sollte die Vertikalablenkstufe aufgrund dessen einen Bauteilschaden erlitten haben? Der Ursache der überaus hohen Spannung wurde auf den Grund gegangen. Überhöhte Spannungsspitzen lagen nicht vor; am Kollektor des Zeilenendstufentransistors BU 208 standen ordnungsgemäß Impulse in der Größe von 1200 Vss.

Seltsamerweise stimmten auch annähernd die anderen in der Zeilenendstufe gewonnenen Spannungen. Während am Punkt 2 des Zeilentrafos ca. 62 V zu messen waren, standen an C 5 nur ca. 5 V zur Verfügung. Die Impulsdioden D1 und D2 schieden als Fehlerquelle aus, da sie sich schon beim vorherigen Test als einwandfrei erwiesen hatten. Auf die Tatsache hin, daß an C 5 zu wenig Spannung vorhanden war, lag der Verdacht auf einen Schluß nahe, woraufhin C 3, C 4 und C 5 sowie der Leistungstransistorausgang des OW-Bausteins überprüft wurden. Jedoch keines der untersuchten Bauteile wies auch nur annähernd auf einen Fehler hin, auch die Drossel L 1 war einwandfrei.

Nun blieb mir keine andere Wahl, als zunächst einmal die Vertikalablenkstufe in Funktion zu setzen. Nach der bisherigen Methode verfuhr ich weiter: Gerät einschalten – schnelle Messungen – Gerät abschalten, um wegen der hohen Betriebsspannung kein weiteres Bauteil zu gefährden. Wie sich herausstellte, hatte der Treibertransistor BD 137 zur Vertikal-Endstufe einen Basis-Emitterschluß. Nachdem ich nun nach Auswechseln des defekten Transistors das Gerät vorsichtig eingeschaltet hatte, erschien das Bild sofort in natürlicher Größe und bester Bildgeometrie. Auch die elektronische Sicherung sprach nach Inbetriebnahme nicht mehr an.

Jetzt wurden mir die Zusammenhänge auch klar: Durch den Ausfall des Treibertransistors, der, wie erwähnt, einen Basis-Emitterschluß aufwies, zog die Vertikal-Endstufe kaum Strom. Somit stellte sie auch keine Belastung für die Spannungsversorgung von 38 V dar, weshalb die Spannung eben bis auf 62 V anstieg. Beim ordnungsgemäßen Betrieb aller angeschlossenen Stufen stellt sich eine Versorgungsspannung in der Größe von 38 V ein. In diesem Praxisfall war also kein Schluß, sondern eine Unterbrechung (nahezu stromlose Vertikal-Endstufe) der Grund für das Ansprechen der elektronischen Sicherung.

Nachdem das Gerät auch einem längeren Probelauf standhielt, konnte es ohne Bedenken wieder dem Kunden übergeben werden.

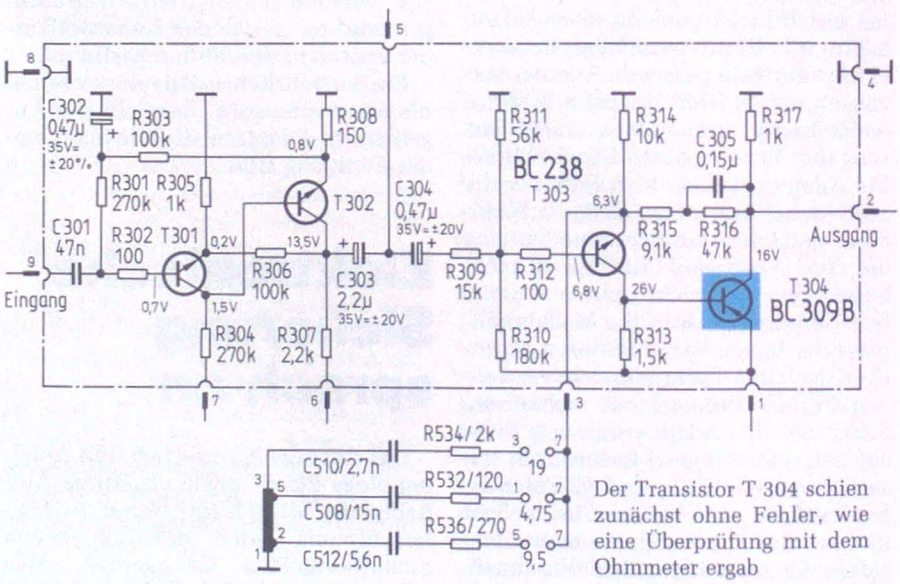
Dieter Langbehn

Ungenügende Stromversorgung

An einem HiFi-Tonbandgerät wurde beanstandet, daß der rechte Kanal nicht in Ordnung sei. Bei der Überprüfung des Gerätes konnte ich zunächst bei der Aufnahme und Wiedergabe mit einem Musiksignal keinen Fehler feststellen. Daher speiste ich an der Radiobuchse ein Signal mit einer Frequenz von f = 1 kHz ein und konnte bei der Aufnahme am Aussteuerungsinstrument für den rechten Kanal eine Anzeige feststellen, die um 2 dB gegenüber dem linken Kanal schwächer war. Dementsprechend war auch bei der Wiedergabe der Pegel des rechten Kanals zu gering.

Um eine rationelle und schnelle Fehlersuche zu erzielen, tauschte ich die beiden Eingangsstufenmodule für den linken und rechten Kanal gegeneinander aus. Dies war möglich, da beide Bausteine vollkommen gleich aufgebaut sind. Da aber die Aussteuerung des rechten Kanals noch immer zu schwach war, wiederholte ich das gegenseitige Austauschen nun mit den Aufnahmeentzerrermoduln. Nach dem Wechsel war der Fehler nicht mehr im rechten, sondern im linken Kanal feststellbar. Somit war sichergestellt, daß der Fehler auf der Aufnahmeentzerrermodulplatte, die ursprünglich für den rechten Kanal eingesetzt war, zu finden sein mußte.

Spannungsmessungen ergaben, daß am Kollektor des PNP-Transistors T 304, ein BC 309 B, anstelle der vorgeschriebenen 16 V eine Spannung von nur 7 V anlag (*Bild*). Da aber die Basisspannung mit 26,5 V und die Emitterspannung mit 26 V in entsprechender Größe vorhanden waren, vermutete ich einen Schluß des Kondensators C 305. Doch dieser Verdacht bestätigte sich nicht. Nun überprüfte ich den Transistor T 304 mit dem Ohmmeter, aber mit der Ohmmetermessung konnte ich keinen Fehler des Transistors T 304 feststellen. Da eine zu hohe Belastung des Kollektorkreises durch die nachfolgende Beschaltung (aufgrund des Modultausches) nicht als Fehlerquelle in Betracht zu ziehen war (ebenso wie der Kollektorwiderstand R 317), richtete sich mein Verdacht wieder auf den Transistor T 304, ein PNP-Typ, was für folgende Überlegung von Bedeutung ist: Da die erforderliche Basis-Emitterspannung mit $U_{BE} = -0{,}5$ V vorhanden und die Kollektorspannung zu gering war, konnte dieser Transistor eigentlich nur noch eine zu geringe Stromverstärkung aufweisen, so daß an dem Kollektorwiderstand R 317 aufgrund des zu geringen Kollektorstromes ein Spannungsabfall von nur 7 V anstelle der geforderten 16 V auftrat.



Der Transistor T 304 schien zunächst ohne Fehler, wie eine Überprüfung mit dem Ohmmeter ergab

Um eine Bestätigung für die Richtigkeit dieses Gedankenganges zu erhalten, wechselte ich den Transistor T 304 aus. Wie erwartet und erhofft waren nun die erforderlichen 16 V am Kollektor dieses Transistors vorhanden, womit der Fehler beseitigt war. Nach den üblichen Servicearbeiten an Tonbandgeräten war die Reparatur beendet.

Jürgen Fries

Wie man Ingenieure motiviert

Das Institute of Electrical and Electronic Engineers (IEEE), der große amerikanische Verband der Elektroingenieure, versucht bereits seit einigen Jahren, seinen Mitgliedern nicht nur neue wissenschaftliche Erkenntnisse, sondern auch praktische Lebenshilfe zu geben. Auf einer Tagung in Boston kamen daher auch Redner zu Wort, die dem Ingenieur-Manager praxisnahe Tips zur Motivation ihrer Mitarbeiter gaben. Israel Katz, Professor an der North Eastern University, schoß dabei den Vogel ab: Er untermauerte seine Thesen mit Witz und gesundem Menschenverstand.

Einer der Gründe – so Katz – warum die Motivationstheorien von McGregor, Maslow und Hertzberg so selten funktionieren sei, daß die Theoretiker nur selten die erzwungenen Begleitumstände einer Arbeit voll verstehen. Manchmal würde es auch an den notwendigen praktischen Kenntnissen fehlen, um die schönen Theorien auf die Praxis des Alltags zu reduzieren. Was dem Industriemanager heute fehlt, seien praktische und handfeste Regeln, wie man eigenlich Ingenieure motiviere – der theoretische Unterbau wäre ja längst vorhanden.

Das Ingenieur-Management heute habe viel Ähnlichkeit mit dem Versuch, ein vorgegebenes Ziel durch eine Brille zu betrachten, in der das eine Glas für Weitsichtige, das anderer Glas aber für Kurzsichtige eingesetzt sei. Auf der einen Seite entdeckt man die Gesichtspunkte des Managements, auf der anderen die des arbeitenden Ingenieurs. Je breiter dabei das Gesichtsfeld, desto größer ist auch die Gefahr der Parallaxe, desto mehr Schwierigkeit macht es, das Ziel mit genügender Schärfe zu sehen. Schon das setzt aber voraus, daß Arbeitgeber und Mitarbeiter die gleichen Ziele haben – und auch hiervon kann man nicht unbedingt ausgehen.

Ist Geldverdienen unmoralisch?

Weitaus die meisten Mitarbeiter gehen einer Tätigkeit nach, weil sie Geld verdienen wollen. Was ist hieran falsch? Erstmal nichts – solange alle Beteiligten sich auf eine sinnvolle Verteilung der erarbeiteten Wertschöpfung einigen können. Doch, ist ein gutbezahlter Ingenieur auch schon automatisch ein motivierter Mitarbeiter? Woran erkennt man den gesuchten Mann?

Nach Katz sind das die Leute, die voller Ideen stecken: Ideen, die nicht nur die unmittelbar übertragene Arbeit betreffen, sondern sich auch auf die Weiterentwicklung der zwischenmenschlichen Beziehungen und der Unternehmensstruktur erstrecken. Der Idealmann bringt überdurchschnittliche Leistungen im Sinne kostenbewußten und kreativen Arbeitens. Er ist offen zu Kollegen und Vorgesetzten, hält sich von Intrigen fern, wird von seinen unmittelbaren Teamgenossen um Rat gefragt und weist von sich aus zurück, unsinnige Zwischenergebnisse und bürokratische Formulare auszufüllen. Für ihn gibt es nur eine Beschreibung der laufenden Arbeit – gleichgültig, ob er dem Management, den Kunden, der Revision oder Untergebenen darüber berichtet. Er sucht auch noch dann bereitwillig mitzuspielen, wenn die gesetzten Termine unrealistisch sind. Alle Seiten einer Angelegenheit werden von ihm betrachtet, bevor er seine Meinung dazu äußert. Es ist schwierig, ihn zur Aufgabe eines Standpunktes zu bewegen – aber er wird bereitwillig zugeben, daß er sich geirrt hat, wenn der Irrtum offensichtlich ist.

Motivieren: ja – aber womit?

Durch was kann ein gutes Management seine Mitarbeiter motivieren? Hier die Vorschläge:

- Laß den Mitarbeiter einer neuen Idee nachgehen, wenn er glaubt, mit einem vernünftigen Zeit- und Geldaufwand zu einem überprüfbaren Ergebnis zu kommen.
- Sorge dafür, daß er den Kontakt mit der Praxis draußen nicht verliert.
- Stelle Mittel bereit, um ihm eine angemessene Fortbildung „on the job" zu ermöglichen.
- Bestärke ihn in seinen Bestrebungen, sich in technischen Verbänden, internationalen Organisationen oder auf der politischen Ebene zu engagieren.
- Sorge für hilfreiche Kollegen und ein gutes Betriebsklima.
- Gib ihm Gelegenheit, Aufsätze zu veröffentlichen und Vorträge zu halten – es stärkt das Selbstbewußtsein und dient dem Image der Firma.
- Sorge dafür, daß außergewöhnlichen Leistungen auch außergewöhnliche Anerkennung folgt.
- Gib ihm die Chance, auch mal etwas anderes zu machen.
- Wenn Entscheidungen gefällt werden müssen, die seine Arbeit betreffen – lege ihm die Gründe dar.
- Beteilige ihn an Entscheidungen, die ihn unmittelbar betreffen.
- Gib ihm engagierte und unterstützungswillige Manager.
- Sorge dafür, daß rein administrative Dinge von ihm ferngehalten werden – Ingenieure verstehen davon nicht viel.
- Erstatte ihm Auslagen, die er für das Unternehmen erbracht hat, prompt zurück.

Aus Gedankenlosigkeit wird demotiviert

Alles Selbstverständlichkeiten? Dann wäre eigentlich eine Liste von demotivierenden Faktoren sinnlos – sie würden sich ja als inverses Spiegel-

bild ergeben. Trotzdem seien einige von ihnen genannt, wie sie Prof. Katz sieht:

- Unnützer Papieraufwand mit vielen Durchschlägen, um vergleichsweise primitive Dienstleistungen erbracht zu bekommen.
- Ungenaue, unvollständige oder gar vorsätzlich falsche Angaben über die zur Verfügung stehenden finanziellen Mittel, so daß der Ingenieur gezwungen wird, seine eigenen Aufzeichnungen darüber zu führen.
- Zeitfressende gegenseitige Bestätigungsbriefe, daß etwas getan werden soll.
- Politische Intrigen – ein Sport, der extrem viel Energie und Zeit verschwendet.
- Verteidigungsbriefe, mit denen jemand sagt, er hätte auf einen Fehler schon vor fünf Jahren hingewiesen.
- Plötzlich verordnete Überstunden über einen längeren Zeitraum.
- Zu starre Abwicklungspraktiken, die die Kreativität behindern.
- Sinnlose große Besprechungen.
- Eine Papierflut von Rundschreiben, die den Arbeitsfluß unterbrechen.
- Zu wenig Telefone.
- Die Aufforderung, Berichte zu schreiben, die niemand liest.
- Vorschriften über Verhalten und Auftreten, die niemand nutzen.
- Versetzung oder Entlassung von Mitarbeitern und Vorgesetzten, die allseits geschätzt sind.

Verschwendung von Ingenieurkapazität

Aber das alles gibt es ja nicht mehr. Oder doch? Hatte der Vortragende doch recht, wenn er meinte, daß unser Wohlstand, die nationale Sicherheit und der technologische Vorsprung eng mit der möglichst reibungsfreien Nutzung der vorhandenen Ingenieurtalente verbunden sind? Es ist wohl in der Tat so, daß unser freies Wirtschaftssystem Selbstmord begeht, wenn es der Verschwendung an Ingenieurkapazität kein Ende setzt. Und vielleicht genügt schon diese Erkenntnis, um Ingenieure zu motivieren. Kp.

Mehr Frauen bei der Post

Die Deutsche Bundespost bemüht sich seit langem gezielt darum, durch ein breitgefächertes Angebot Frauen einen gesicherten Arbeitsplatz zu bieten. „Dabei geht es vor allem auch darum, Frauen für eine qualifizierte Berufsausbildung zu gewinnen", erklärte Bundespostminister Kurt Gscheidle. Besonders erfreulich sei die Tatsache, daß das Angebot in den gewerblich-technischen Berufen von den Frauen immer mehr angenommen werde. Die Zahl der weiblichen Auszubildenden im Fernmeldehandwerk verdoppelte sich in den letzten drei Jahren. Gegenüber 123 Auszubildenden 1976 konnten im Jahre 1979 bereits 265 Frauen als Fernmeldehandwerkerin ausgebildet werden.

Frauen finden sich heute in allen Laufbahngruppen der Deutschen Bundespost. Fernseh-Übertragungstechnik steht hier auf dem Stundenplan an der Fachhochschule Dieburg der Post. Im höheren Dienst bei der Post gibt es gegenwärtig rund 5 % Frauen (Foto: Metropress)

Vergleicht man den Anteil weiblicher Auszubildender im Fernmeldehandwerk bei der Post mit denen in den Elektroberufen insgesamt in der Bundesrepublik Deutschland, schneidet hier die Post relativ günstig ab. Der Anteil bei der Post betrug 2,13%, der Anteil an allen Elektroberufen auf Bundesebene nur 0,81%. Diese Zahl macht aber gleichzeitig deutlich, daß auch bei der Post noch erhebliche Anstrengungen notwendig sind, um auch Frauen für technische Berufe zu gewinnen.

Das Interesse der Frauen am Arbeitsplatzangebot der Deutschen Bundespost allgemein nimmt zu. Von den 174 615 bei der Post beschäftigten Frauen arbeiten derzeit 61 340 Frauen im Beamtenverhältnis (= 35,1%). 13 539 Frauen sind Posthalterinnen und Nachwuchskräfte. Vor allem bei den Beamtinnen ist ein stetiger Anstieg zu verzeichnen. 1960 waren es noch 24,6%, 1979 bereits 35,1%.

Frauen arbeiten bei der Post in allen Laufbahngruppen, wobei im Bereich des höheren Dienstes der Anteil mit derzeit 5,1% relativ gering ist. Aber auch hier waren in letzter Zeit leichte Verbesserungen zu verzeichnen. Kp.